anno XLIV - numero 6 - giugno 1972 - L. 500 - abbonamento postale - gruppo III/70

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

# simbolo d'avanguardia

# Autovox nel presente il futuro

## oggi il futuro è registrare in auto

*Modulazione Frequenza Onde Medie e Lunghe*

*unico tasto per:*
- *via e stop al giranastri*
- *espulsione cartuccia*
- *via e stop registratore*
- *scorrimento veloce avanti/indietro del nastro*

## con il nuovo Melody super

Melody super la nuova autoradio/giranastri stereo dell'Autovox vi consente di realizzare il vostro programma: potrete registrare e riascoltare anche subito, azionando un solo tasto, i brani che preferite e conservarli.
lelody super, tre funzioni in un solo apparecchio: è autoradio con Modulazione di Frequenza, Onde Medie e Lunghe; è giranastri stereo di grande potenza (14 W); è registratore di alta fedeltà delle trasmissioni radio.
Una tecnologia avanzata ed una lunga esperienza hanno consentito, con l'impiego di microcircuiti e di sintonizzatori FM con varicap, di realizzare un apparecchio completo capace di ricevere perfettamente, di riprodurre con alta fedeltà, registrare a "Livello costante" indipendentemente dalle condizioni di ricezione radio, dalla velocità dell'auto, dalla carica della batteria.
Melody super è installabile su tutte le auto. Anche Melody super...
**..."splendidamente nera, si accende di azzurro".**

**AUTOVOX**

**Linea Azzurra: design e novità**

# MULTIMETRO DIGITALE DG 215

## l'ultimo nato della nuova generazione UNAOHM:

***Preciso***

***Piccolo***

***Sicuro***

***Prezzo Record***

**PRINCIPALI CARATTERISTICHE**

**Tensioni continue:** da 1 mV a 1000 V in quattro portate:

**Precisione:** ± 0,5% del valore letto ± 0,5% della portata ± 1 digit. a 25 C°.

**Impedenza di ingresso:** 10 MΩ.
Tramite apposito puntale esterno P 150/S è possibile estendere il campo di misura fino a 30 KV.

**Tensioni alternate:** da 1 mV a 750 V efficaci in quattro portate:

**Precisione:** ± 1% del valore letto ± 0,5% della portata ± 1 digit. a 25 C°.

**Impedenza di ingresso:** 10 MΩ/ 100 pF.

**Risposta di frequenza:** entro il ± 2% da 20 Hz a 20 KHz.

**Correnti continue:** da 1 μA a 2 A in quattro portate:

**Precisione:** ± 0,5% del valore letto ± 0,5% della portata ± 1 digit. a 25 C°.

**Caduta di tensione:** 1 V.

Applicando « shunts » esterni forniti a richiesta è possibile estendere il campo di misura.

**Resistenze:** da 1 Ω a 1,999 MΩ in quattro portate:

**Precisione:** ± 0,5% del valore letto ± 0,5% della portata ± 1 digit. a 25 C°.

**Tensione di prova:** 1 V.

**Indicatori numerici:** 3 più un indicatore di fuori portata.

**Indicatori di polarità:** automatico.

**Reiezione del rumore di modo comune:** 80 dB.

**Reiezione del rumore di modo serie:** 30 dB a 50 Hz.

**Alimentazione:** 220 V ± 10% 50 ÷ 60 Hz.

**Dimensioni:** 135 x 90 x 200 mm circa.

**U N A O H M**

della START S.p.A.

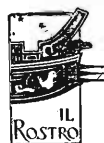
**STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE**

□ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) □ Telefono · 9150424/425/426 □

# Spionaggio elettronico

L'elettronica ha reso accessibile anche ai privati e ai dilettanti in vena di fare la « spia » la costruzione e quindi l'uso dei dispositivi necessari a seguire una conversazione, a proteggersi da eventuali controlli e registrare tutto ciò che viene detto in un ambiente; in una parola, a « mettere il naso » nelle faccende altrui. Nel libro SPIONAGGIO ELETTRONICO vengono passati in rassegna tutti i possibili strumenti della perfetta spia e se ne descrivono, il funzionamento e la costruzione pratica.

**Volume di pag. 123 con figure e schemi applicativi - L. 3.000**

# Controspionaggio elettronico

Il titolo del volumetto pubblicato dalla Editrice « il Rostro » è tutta una promessa di avanzata modernità mobilitata a combattere le spie. Questa nuova opera fa seguito allo « Spionaggio elettronico » già edito da « il Rostro » ed insegna i modi di neutralizzare i mezzi d'informazione clandestina.
La lettura del « Controspionaggio » vi metterà in grado di «scoprire» linee elettriche incassate nei muri eseguendo una « radiografia » con un apparecchino semplicissimo, che interroga un fabbricato sospetto ottenendo sempre la risposta desiderata.
Trappole elettromagnetiche, sbarramenti a radiazioni invisibili, porte apribili per magia e simili stregonerie moderne vi renderanno superpoliziotti imbattibili, dai mezzi rigorosamente scientifici ben superiori a quelli confusamente accennati nei romanzi gialli.

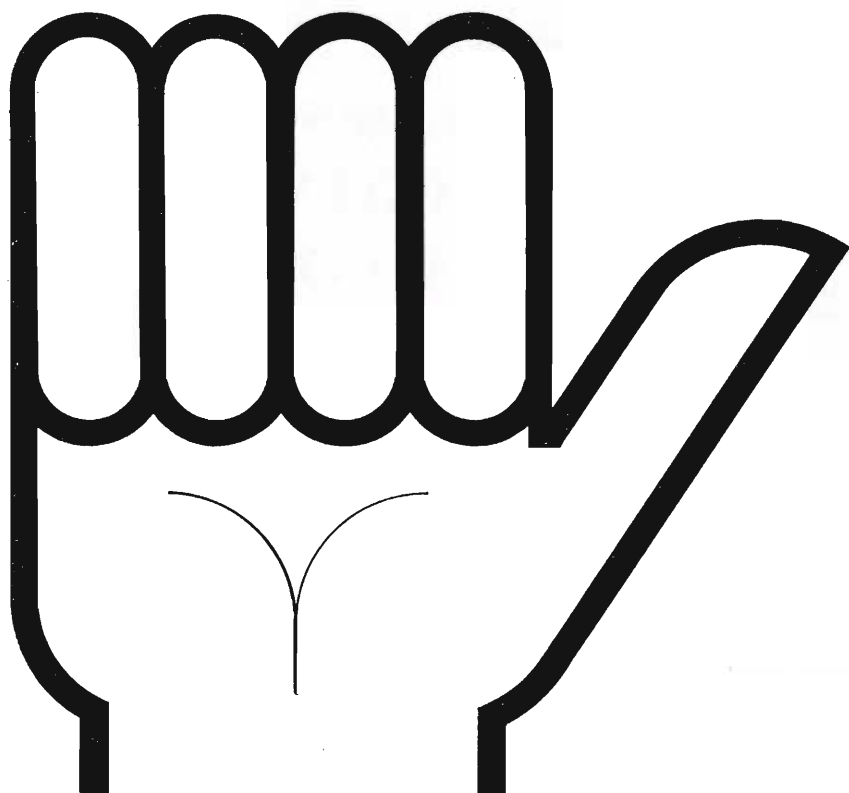
**Volume di circa 100 pagg. Figure e schemi applicativi - L. 3.000**

# Nuovo manuale dei transistori

**G. Kuhn**

Partendo dalle sue prime applicazioni nel campo delle radio portatili il transistore ha progressivamente guadagnato importanza portando una rivoluzione completa in quasi tutti i campi dell'elettronica, particolarmente in quello dei calcolatori.
Questo volume intende, a tale proposito, fornire la conoscenza di base della fisica dei materiali semiconduttori e della tecnologia associata con considerazioni sulle applicazioni in particolare dei transistori.

**Volume di pagg. 320 con figure e schemi applicativi - L. 8.000**

**EDITRICE IL ROSTRO 20155 MILANO - Via Monte Generoso 6a - Telefoni 321542 - 322793**

# Date un passaggio all'esperienza elettronica Philips

## sulla vostra auto

### Accensione elettronica a scarica capacitiva C-A 08/12

Partenza a freddo notevolmente facilitata
Scintilla costante a tutti i regimi
Riduzione del consumo, dei gas nocivi e dell'assorbimento di corrente dalla batteria
Maggior durata delle candele e delle puntine
Nessun imbrattamento delle candele nell'intenso traffico urbano

Tensione di funzionamento 6,5÷16 V - Temperatura di funzionamento –30÷80°C - Numero massimo scintille al minuto con temperatura ambiente di 80°C 24.000/min. - Adatta per motori a quattro tempi a 2, 4 cilindri fino a 8000 giri/min.

### Regolatori elettronici di tensione per alternatori e dinamo

Maggior durata della batteria
Tensione d'uscita stabilizzata al variare dei giri e del carico elettrico
Nessuna necessità di aggiungere acqua distillata alla batteria

Temperatura di funzionamento –40÷+110°C - Variazione della tensione al variare del carico - 0,2 V/10 A - Coefficente termico della tensione stabilizzata -3mV/°C.

Questi dispositivi sopportano tutte le sollecitazioni meccaniche e termiche presenti in un autoveicolo perchè hanno:
semiconduttori al silicio, componenti elettronici di tipo professionale inglobati in resina epossidica, custodia in lega di alluminio pressofusa e in lamiera imbutita e passivata.

**PHILIPS**

Per informazioni più dettagliate:
**Philips S.p.A. Sezione Elcoma C.E.**
Piazza IV Novembre, 3
20124 Milano - tel. 6994

# il multimetro digitale si chiama DIGIMETRIX

## multimetro digitale DX 703 B

- 25 portate **protette**
- Polarità automatica
- Impedenza d'ingresso **10 M** Ω
- Risoluzione **100** μ **V** continua alternata
- **2000** punti di misura
- Galvanometro incorporato
- Precisione **0,5 %**

nozza

*Per ulteriori dettagli richiedete il catalogo generale o telefonate a:*

ITT Metrix divisione della ITT Standard
Cologno Monzese (Milano)
Corso Europa, 51
Tel. 91.27.491 (5 linee) - 91.27.184 (5 linee)

Ufficio commerciale
Via Flaminia Nuova, 213
00191 Roma
Tel. 32.36.71

I-72/DX

# IMPIANTI D'ALLARME A RIVELATORI MAGNETICI "Reed"

**LA SICUREZZA AD UN COSTO ACCESSIBILE CON UNA GAMMA DI APPARECCHI PER SODDISFARE QUALSIASI ESIGENZA**

Richiedeteci la GUIDA FAIT per gli impianti d'allarme! Otterrete gratuitamente un pratico ed utile opuscolo dove troverete gli schemi per qualsiasi tipo d'impianto, la descrizione dei componenti e tutti i « segreti » pratici per una sicura installazione.

**fait** VIA TRIONFALE, n. 11.060

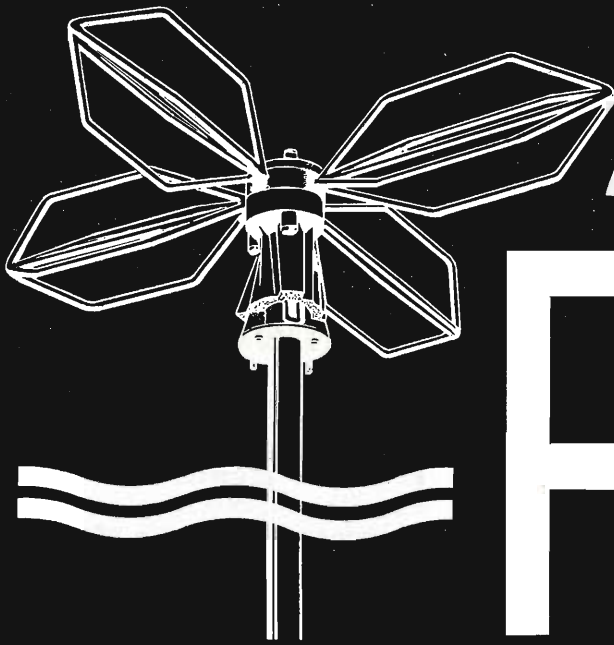
**Tel. 336.210** **00135 ROMA**

Vi prego inviarmi **gratis e senza alcun impegno** la GUIDA FAIT per gli impianti d'allarme (A)

Mittente ..............................

Indirizzo ..............................

..............................

Città .................... CAP ..........

IMPIANTI CENTRALIZZATI TV
APPARECCHIATURE ELETTRONICHE
ANTENNE PER RADIOAMATORI
ANTENNE PROFESSIONALI

Cercasi concessionari per zone libere

RICHIEDETE IL NUOVO CATALOGO ILLUSTRATO

ALDENA - antenne e impianti - Via Odescalchi 4
20148 MILANO - Telefono 40.31.883

**ASB/1**

L'ANTENNA BREVETTATA
OMNIDIREZIONALE
E MULTIBANDA PER IMBARCAZIONI
O MEZZI MOBILI

**INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE**

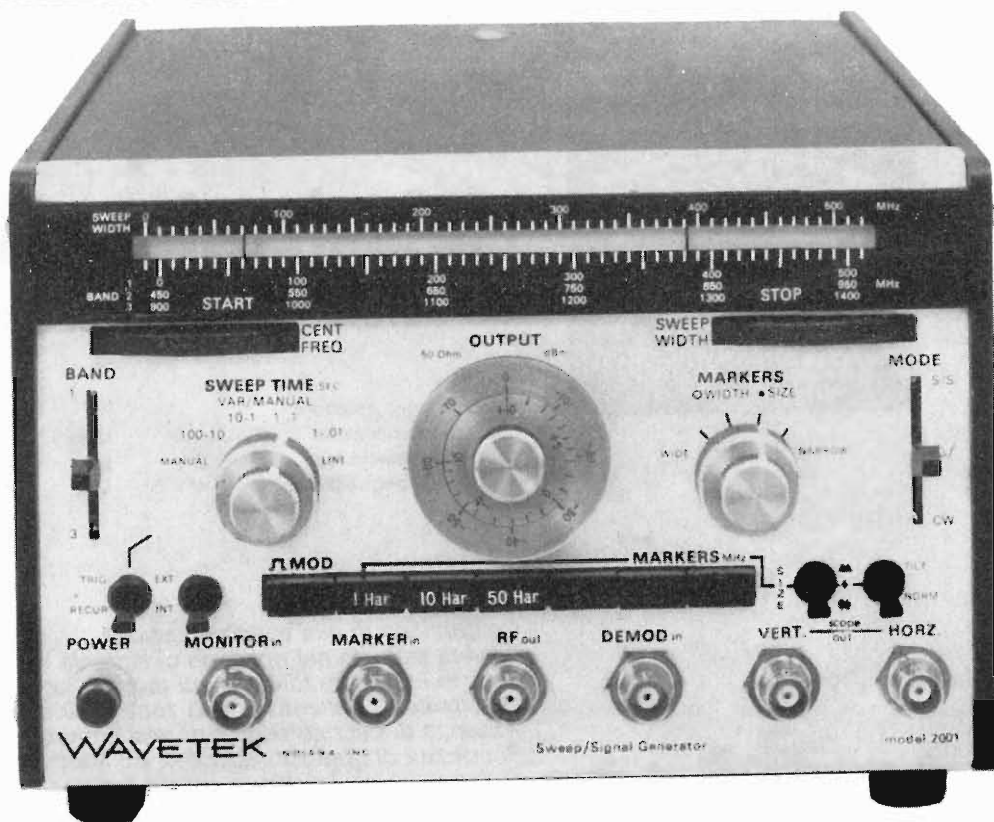
VIA RUTILIA N. 19/18 - **MILANO** - TELEF. 531.554/5/6

# WAVETEK

## *MODELLO 2001*

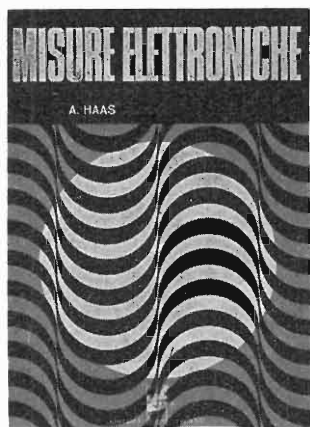
DISPONIBILE ORA, LO SWEEP DEL FUTURO

E' uno sweep e generatore campione combinato da **1 MHz a 1,4 GHz** con livellamento est./int. a diodi PIN, cadenze sweep da 50/sec a 1 ogni 100 sec e larghezza sweep da 200 kHz a 500 MHz. Funziona in « start/stop » e Δf oltreché a frequenza singola (CW). L'uscita è calibrata da +10 dBm a —80 dBm per uso come generatore campione. Installabili sono 6 marker a cristallo fissi o armonici e controllo modulazione di ampiezza. E inoltre la frequenza e attenuazione possono essere programmate dall'esterno (commutazione bande in c.c.). Per avere listino completo interpellateci senza impegno.

Opzioni: uscita + 13 dBm
impedenza 75 Ω

**AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA**

# VIANELLO

Sede: 20122 MILANO - Via Crivelli 12 - Telefoni 553811 - 553081
Filiale: 00185 ROMA - Via S. Croce in Gerusalemme 97 - Tel. 772250/941

---

A. HAAS **MISURE ELETTRONICHE**

Volume pag. VIII + 320 con 320 fig. formato 17x24 cm

**L. 4.500**

Molto sentita è la necessità di un'opera, che tratti il vasto e interessante argomento delle misure elettroniche, nel quale s'imbatte continuamente il tecnico radio-TV nell'espletamento del suo lavoro quotidiano. Per trovare un'opera preziosa in proposito, bisogna risalire nel tempo fino al magnifico lavoro intitolato « Misure Radiotecniche » del Maestro Pession, ma tale opera è scomparsa da molti anni per esaurimento dell'ultima edizione. Il nuovo volume « MISURE ELETTRONICHE », di attuale pubblicazione da parte della Casa Editrice « Il Rostro », aggiunge alla trattazione degli argomenti classici, quella delle nuove misure (ad es. sui semiconduttori).

Il volume dell'A. Haas, tradotto in italiano da un valente specialista, comprende 7 capitoli, nei quali le misure elettroniche sono così trattate:

**Cap. I - Principi fondamentali delle misure**
**Cap. II - Misure di grandezze elettriche**
**Cap. III - Misura dei componenti passivi**
**Cap. IV - Misure sui tubi elettronici**
**Cap. V - Misure sui dispositivi semiconduttori**
**Cap. VI - Misure sugli amplificatori**
**Cap. VII - La stabilizzazione degli alimentatori**

Il volume è indispensabile al tecnico di laboratorio, al riparatore radio-TV, al progettista di apparecchiature elettroniche industriali (calcolatori, automazione ecc.) e allo studente di elettronica.

**Editrice IL ROSTRO - 20155 MILANO - Via Monte Generoso 6/a - Tel. 321542 - 322793**

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

N. 6 - giugno 1972 - anno XLIV

SOMMARIO



PROPRIETA' — Editrice il Rostro S.A.S.

DIRETTORE RESPONSABILE — Alfonso Giovene

DIRETTORE TECNICO — Antonio Nicolich

CONSULENTE TECNICO — Alessandro Banfi



Associata all'USPI (Unione Stampa Periodica Italiana)

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE - UFFICI PUBBLICITA' — Via Monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227

Autorizz. Tribunale di Milano 9/9/1948 n. 464 del Registro - Stampa T.E.T. - Milano - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Diffusione DIPRESS - V. Bacchiglione 30 - Milano

# EDITORIALE

**A. BANFI**

# "Non tutto il male viene per nuocere"

*Malgrado che i vecchi proverbi non godano più oggi di molto credito, pure mi sembra che, almeno nel caso in cui accennerò più avanti, questo possa avere ancora un fondo di verità.*

*Circa sei anni or sono, i principali paesi europei (Germania, Inghilterra, Francia, per citare solo i maggiori) iniziarono un servizio di televisione a colori. Tutte le industrie elettroniche di questi paesi partirono dal livello tecnologico di quel tempo e via, via, attraverso esperienze più o meno costose e laboriose, perfezionarono la loro produzione di televisori giungendo all'attuale livello. Si noti che oltre alle difficoltà tecniche delle prime produzioni, incontrarono anche notevoli difficoltà commerciali, dovute essenzialmente alla diffidenza naturale del pubblico per i primi televisori ovviamente destinati ad essere più o meno rapidamente superati dai modelli successivi.*

*Ciò nonostante, il parco attuale dei televisori a colori è di circa 1.800.000 unità in Inghilterra, 1.700.000 in Germania Federale e 800.000 in Francia.*

*Si deve ora considerare che in questi ultimi sei mesi la tecnologia costruttiva dei televisori ha fatto un formidabile balzo in avanti, realizzando quella che è oggi nota come la nuova generazione dei televisori a colori.*

*L'avvento di questa nuova tecnologia costruttiva è scaturito dalla comparsa dei tubi catodici tricromici a 110° di deflessione e collo di piccolo diametro.*

*Così ridimensionato il tubo tricromico « shadow mask »; ha consentito l'impiego di nuovi parametrici elettro-magnetici. Infatti la riduzione del diametro del collo racchiudente i tre cannoni elettronici (da 36 mm a 29 mm) ha permesso di avvicinare maggiormente le bobine di deflessione ai pennelli elettronici interni, riducendo così la potenza elettrica necessaria per defletterli. In tali condizioni, nei circuiti di deflessione si possono tranquillamente adottare dei « transistori » a dei « tiristori », in sostituzione dei tubi elettronici sin qui usati per necessità di potenza. Inoltre l'avvicinamento dei cannoni elettronici allo schermo tricromico fluorescente, ed una opportuna risistemazione della posizione della maschera forata, ha permesso di ridurre la tensione anodica dal primitivo valore di 27 Kilovolt a quello più ridotto di 18 KV.*

*Tutto ciò ha portato allo studio di una nuova tecnologia di realizzazione del televisore a colori, ferme restando ovviamente le basi tecniche circuitali.*

*Si è giunti così alla nuova espressione costruttiva del televisore a colori che può essere così riassunta:*

*1) Transistorizzazione integrale con l'adozione parziale di varie unità di circuiti integrati;*
*2) Alimentatore ad alta tensione (18 KV) con l'adozione di colonnine di diodi al silicio in serie;*
*3) Riduzione sensibile del volume e peso del televisore, che diviene all'incirca quello di un normale TV in bianco-nero.*
*4) Sicurezza e stabilità di funzionamento molto maggiori di quelle dei televisori di tipo precedente, zeppi di tubi elettronici e relativi alimentatori.*

*Ed è pertanto in queste condizioni che, l'industria elettronica italiana si appresta ad affrontare la produzione di televisori a colori, indipendentemente dal sistema (PAL o SECAM) che verrà adottato.*

*Obbiettivamente dobbiamo riconoscere che la forzata e deleteria attesa di sei anni imposta alla TV a colori in Italia, ha però permesso di saltare a pie' pari la prima fase di sviluppo e perfezionamento tecnologico dei televisori, iniziandone ora la produzione su livelli più progrediti e stabili sia industrialmente, sia commercialmente.*

# Oscillatore libero stabile per VHF

G. Tomassetti

Generare un segnale in VHF di buona purezza spettrale è relativamente facile: qualsiasi oscillatore libero soddisfa, in pratica, questa esigenza. Se però è richiesto che il segnale così generato sia anche molto stabile, dell'ordine di una parte per milione, ad esempio, il problema incomincia a complicarsi.

Il metodo generalmente adottato per ottenere quanto richiesto è quello dell'oscillatore a conversione schematizzato in fig. 1. Il segnale di un oscillatore a quarzo a frequenza $f_1$ e quello di un oscillatore libero molto stabile a frequenza $f_2$ « battono » fra loro nel mixer producendo $f_3$, il segnale VHF richiesto.

Per trarre un reale vantaggio da questa disposizione si farà $f_1$ il più alto possibile e, conseguentemente, il valore di $f_2$, risultando piuttosto basso, sarà facilmente tenuto costante. La deriva di $f_3$ sarà la stessa di $f_2$ se in prima approssimazione si considererà nulla quella di $f_1$. Gli svantaggi del sistema sono quelli dei dispositivi a prodotto: anche i moderni modulatori bilanciati non riescono a ridurre a livelli accettabili i prodotti spuri.

Un altro metodo per ottenere quanto richiesto è quello del confronto di fase, di grande attualità negli ultimi anni. Lo schema di principio e quello delle fig. 2*a* e 2*b*. Nel primo caso il segnale dell'oscillatore a quarzo e quello dell'oscillatore libero *VCO* in VHF battono fra loro nel mixer dando luogo ad un segnale differenza che viene inviato ad un comparatore di fase. Se contemporaneamente a quest'ultimo viene fatta giungere l'uscita di un altro oscillatore libero e stabile, che lavori alla medesima frequenza, dal confronto di fase dei due segnali si otterrà una tensione d.c.,che se opportunamente amplificata, potrà essere usata per correggere la frequenza dell'oscillatore VHF. Chiuso così il « loop », la stabilità di frequenza del sistema dipenderà esclusivamente da quella dell'oscillatore libero denotato « sintonia » nello schema a blocchi. La stabilità di frequenza rimane la stessa per i due oscillatori liberi e chi trae vantaggio dalla situazione è proprio quello a frequenza più alta, come volevasi. Lo schema di fig. 2*b* è analogo al precedente con la variante . . . digitale. Per ridurre la frequenza dell'oscillatore VHF ad un valore ragionevolmente basso si usa un divisore al posto del mixer e del quarzo. Sfortunatamente i divisori che possono lavorare in VHF sono difficili da reperire e costosi.

Qualsiasi lo schema si può senza dubbio affermare che il sistema a confronto di fase gode di meritata popolarità. Non vanno però dimenticati alcuni punti a suo svantaggio:

1) complesso, di non facile messa a punto ed anche costoso;

2) richiede una scelta oculata delle frequenze in gioco dovendo evitare che armoniche dell'oscillatore libero basso possano raggiungere il bocchettone di uscita o altri dispositivi elettronici vicini per semplice irraggiamento. Un'attenta schermatura può minimizzare questa possibilità.

Il sistema proposto dall'Autore, pur non potendosi definire semplice, affronta il problema della stabilità di frequenza in VHF non dissociata dalla purezza spettrale, dal punto di vista di un confronto di frequenze: quella da « comandare » in VHF, con quella dello zero di una curva di risposta di un normale discriminatore per MF.

La precisione ottenibile con questo sistema che, giova dirlo subito, è completamente passivo non avendo oscillatori a frequenza di confronto, è inferiore a quella del sistema a comparazione di fase (phase lock), ma non per questo poco interessante. Anzi, in certe applicazioni essa potrà essere più che adeguata. In applicazioni specializzate o scientifiche questo sistema potrà precedere un phase lock semplificando problemi di aggancio talvolta piuttosto gravi.

Fig. 1 - Oscillatore a conversione-schema a blocchi.

## 1. Il sistema a confronto di frequenza

Lo schema a blocchi è indicato in fig. 3. L'oscillatore libero in VHF (che chiameremo VCO da Voltage Controlled Oscillator) e un oscillatore a quarzo di opportuno valore vengono mescolati fra loro nel mixer per ottenerne la differenza. Un discriminatore per MF accordabile dall'esterno (per questo è indicato con « sintonia ») e funzionante alla frequenza di uscita del mixer fornisce una uscita d.c. bilanciata, che pilota un amplificatore operazionale. Al solito è proprio l'uscita d.c. di quest'ultimo a determinare la frequenza di oscillazione dell'oscillatore libero in VHF.

Il dispositivo funziona in questo modo: appena il VCO si sposta da un valore prefissato, dal discriminatore si avrà una uscita d.c. proporzionale all'ammontare dello spostamento stesso. Se il guadagno dell'amplificatore operazionale è sufficientemente grande (più di 1000), anche tensioni relativamente piccole (qualche mV) obbligheranno il varicap del VCO a riportare la frequenza al valore precedente. Si intuisce subito che agendo sul discriminatore, spostandone con un comando esterno la frequenza centrale, si venga ugualmente a produrre una tensione errore che obbligherà il VCO a seguire. La stabilità di frequenza del circuito VHF sarà all'incirca uguale a quella del discriminatore, che essendo passivo e a frequenza bassa potrà essere molto grande. Si è detto « all'incirca » a ragion veduta: si noti infatti che la pendenza della curva frequenza-ampiezza di un discriminatore non è infinita per cui piccole variazioni di frequenza rispetto al punto di zero potranno produrre solo piccole variazioni di tensione, che a causa del guadagno non infinito dell'amplificatore operazionale non riusciranno a « comandare » il varicap in modo sufficiente. La limitazione di questo sistema risiede proprio qui: alla instabilità dell'oscillatore basso, comune concettualmente al sistema phase lock, si aggiunge quella dovuta alla limitata sensibilità di frequenza della curva del discriminatore. In altre parole, mentre nel confronto di fase la

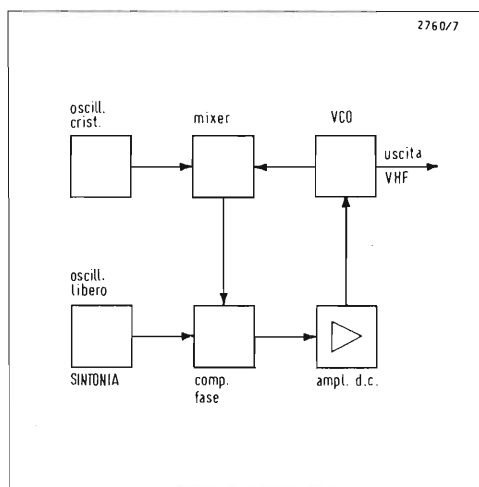
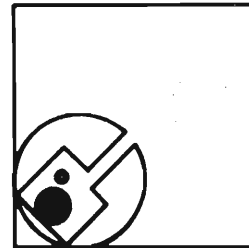



Fig. 2a - Oscillatore a comparazione di fase con mixer.

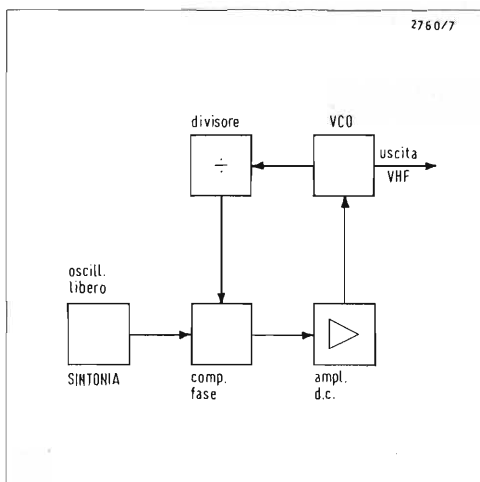



Fig. 2b - Oscillatore a comparazione di fase con divisore.

frequenza VHF segue entro una frazione di Hz quella dell'oscillatore basso, nel sistema a confronto di frequenza saranno necessarie alcune decine di Hz di deviazione prima che il sistema di controreazione diventi operante.
In certe applicazioni derive incontrollate di questo tipo sono inaccettabili: si ha la sensazione però, che generalmente stabilità del citato ordine di grandezza siano sufficienti.
Per verificare la realizzabilità e le difficoltà proprie del sistema, è stato costruito il prototipo che verrà ora descritto in qualche dettaglio. Non essendosi, nel prototipo, tenuto in alcun conto il lato economico, si pensa che il circuito elettrico possa essere semplificato in alcuni punti senza alterarne sensibilmente le caratteristiche quando il fattore economico sia invece preponderante.

## 2. Schema a blocchi e descrizione del circuito

Uno schema a blocchi con l'indicazione delle frequenze in gioco è quello di fig. 4. Pur essendo il principio di vasta applicabilità, si è pensato che realizzando il prototipo sulla banda 144-146 MHz intensivamente usata dai radioamatori, una vasta schiera di utenti avrebbe eventualmente tratto immediato profitto dal dispositivo.
Fissata la banda di frequenza di uscita 144-146 MHz) si pone il problema della scelta della frequenza, meglio, della banda di frequenze sulla quale far lavorare il discriminatore. La frequenza del quarzo si otterrà come di solito per differenza. Nel caso in esame era disponibile un quarzo sulla frequenza overtone di 66,866 MHz che non ha concesso possibilità di scelta ed infatti si è così operato:
*a*) frequenza di uscita = 144-146 MHz
*b*) frequenza del quarzo = 133,732 MHz (= 66,866 x 2)
*c*) frequenza del discriminatore:
144.000 − 133.732 = 10.268 kHz
146.000 − 133.732 = 12.268 kHz
in pratica si dovrà poterlo sintonizzare da 10 a 12 MHz.
Nella descrizione del circuito elettrico ci si riferisce allo schema di fig. 5.
$T_1$ è un transistore al silicio 2N918, che fa oscillare il quarzo alla sua frequenza overtone di 66,866 MHz. Il condensatore da 10 pF sull'emettitore regola la reazione dello stadio. Il circuito risonante di collettore è provvisto di nucleo per regolarne finemente la frequenza. Segue un duplicatore a diodi al germanio, la cui uscita è accordata sulla seconda armonica del quarzo, dal circuito comprendente $L_2$. Le prese su questa induttanza sono state determinate sperimentalmente avendo in mente il massimo trasferimento di energia non disgiunto da un $Q$ ragionevole. $F_1$ è un MOSFET a doppia porta (gate), che funziona come mixer, sostituibile con un transistore bipolare se richiesto. Il circuito di collettore essendo molto smorzato è valido per entrambe le soluzioni ed ha la risposta classica del filtro di banda piatto per i 2 MHz di lavoro (da 10 a 12 MHz in questo caso).
Il transistore $T_2$ è un amplificatore di tensione, che pilota direttamente il discriminatore. A proposito di quest'ultimo circuito, si noti come esso sia diverso da quelli tradizionalmente adoperati nelle apparecchiature per MF o TV. È stato infatti riesumato lo schema originario con accordo sfalsato. Infatti $L_6$ e $C_1$ dovranno risuonare, per tutta la escursione richiesta, qualche centinaio di kHz più in alto rispetto alla frequenza di $L_7$ e $C_2$ (o viceversa). La comodità di questa soluzione risiede nel fatto che $C_1$ e $C_2$ hanno un estremo a massa, per cui essi possono venire unificati in un condensatore variabile unico, a due sezioni del tipo radio.
Il mercato offre una varietà pressocchè infinita di modelli: il tipo radio, avendo due sezioni a capacità diversa si presta ottimamente a far funzionare due circuiti risonanti a frequenze sfalsate. Le induttanze $L_6$ ed $L_7$ dovranno essere schermate fra loro, i diodi al germanio $D_3$ e $D_4$, attraverso il filtro passa basso d'uscita, pilotano gli ingressi dell'amplificatore d.c.
L'amplificatore d.c. è costituito da due operazionali µA709 protetti con diodi in ingresso e con « offset » regolato da $P_1$. In effetti almeno sulla carta, basterebbe un solo stadio per ottenere il guadagno richiesto. La soluzione adottata, utilizzando un guadagno individualmente più basso, migliora la stabilità complessiva ad un costo quasi irrilevante. La costante di tempo del circuito di reazione del secondo operazionale, essendo di 0,3 secondi è un compromesso tra stabilità ed efficacia di filtraggio. L'uscita di questo stadio, attraverso una resistenza di valore molto alto, è collegata al varicap dell'oscillatore VHF chiudendo in tal

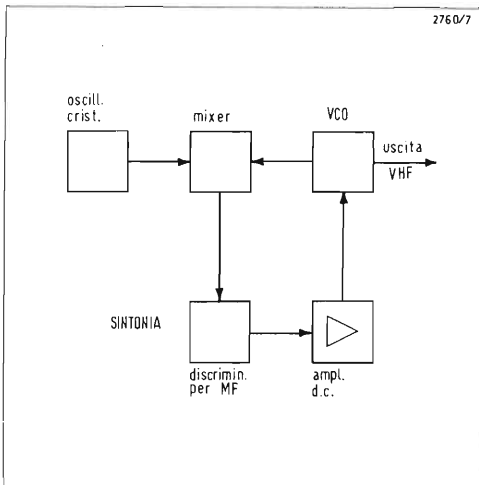



Fig. 3 - Schema a blocchi del sistema a confronto di frequenza.

Fig. 4 - Schema a blocchi numerico per la banda 144-146 MHz.

modo il circuito. Il FET $F_2$ è un oscillatore semplice, senza particolari attributi se non quello di fornire un'uscita sinusoidale. La sua frequenza di oscillazione, quando la maglia è chiusa, non dipende da esso se non in minima parte. $F_3$ ed $F_4$ sono separatori-traslatori di impedenza. È probabile che nessuno dei due sia realmente necessario nel caso di un progetto industriale: nel prototipo è risultato utile averli in circuito per poter fare misure di frequenza e di tensioni RF.

## 3. Messa a punto

La cosa più importante in questo circuito è riconoscere l'andamento frequenza-ampiezza del complesso discriminatore-amplificatore d.c.

Da esso dipende infatti il modo di collegare il varicap, che ovviamente dovrà agire nel senso da opporsi e non esaltare le derive di frequenza. Il controllo viene fatto iniettando l'uscita di un generatore di segnali all'ingresso di $T_2$ e leggendo la tensione applicata al varicap con un comune tester. In particolare si sintonizzerà il discriminatore al centro della sua escursione e, agendo sul potenziometro $P_1$ si porterà a zero la tensione d.c. letta sul voltmetro. Se ora il livello di uscita del generatore di segnali viene regolato a qualche mV, spostando la frequenza dello stesso verso l'alto (verso i 12 MHz nel caso in esame) si dovrà notare una

Fig. 5 - Schema elettrico completo.

Fig. 6a - Tracciato stabilità a breve termine.

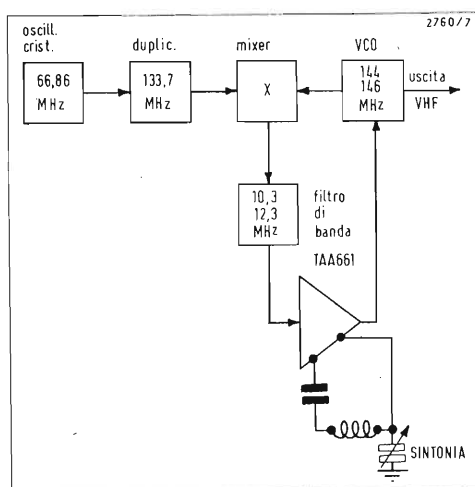
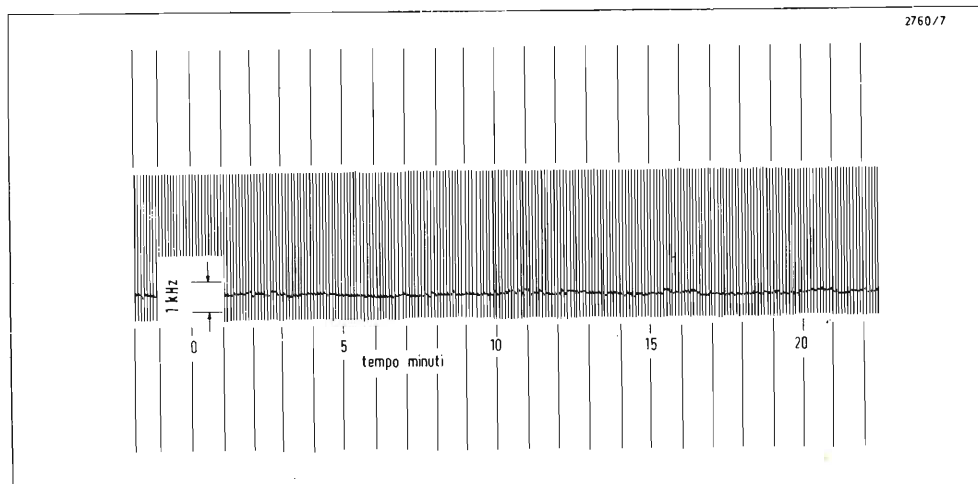



Fig. 7 - Schema a blocchi del circuito a confronto di frequenza con discriminatore integrato.

Fig. 6b - Tracciato della stabilità a medio termine.

brusca deviazione dell'ago del tester verso i valori positivi o negativi. Il modo di collegare il varicap, tenendo conto di quanto precede, è indicato nella tabella 1. Se l'intervento del varicap è errato non sarà ovviamente mai possibile ottenere l'aggancio di frequenza.

Altri punti di taratura dovranno permettere a $T_1$ di oscillare, ad $L_2$ di duplicare, ad $L_4$ ed $L_5$ di avere la curva classica del filtro passa banda ed al discriminatore di avere la curva ad $S$ come prescritto. I metodi e le tecniche di accertamento sono ovvie per cui non si insisterà su questo punto. Una sicura misura per misurare l'avvenuto aggancio di frequenza è quella di leggere con contacicli la frequenza di uscita del VCO. Essa dovrà variare agendo sulla sintonia del discriminatore e non, ad esempio, variando $L_3$ o $C_3$. Molto più semplicemente la stessa indicazione potrà essere ottenuta leggendo la tensione d'uscita dell'amplificatore d.c. Per tutta la escursione del discriminatore la tensione dovrà variare di 6-8 Volt (da − 4 a + 4 V per esempio).

## 4. Risultati e conclusioni

Nelle figure 6*a* e 6*b* sono tracciate le stabilità a breve e medio termine. La stabilità di frequenza a breve termine (qualche minuto) può considerarsi migliore di ± 15 Hz, mentre quella a medio termine migliore di ± 100 Hz. Le misure sono state fatte usando un contacicli HP collegato ad un convertitore digitale-analogico la cui uscita era registrata da un comune registratore a penna. Si noti che il tracciato è in effetti una successione di punti di campionatura (« sampling ») dovendosi considerare valido ai fini della misura solo il periodo in cui le cifre del contacicli erano ferme. Si intende che le misure sono state fatte a temperatura relativamente costante e che le alimentazioni erano ottenute da buoni alimentatori stabilizzati. La purezza spettrale è molto buona (in effetti l'unico segnale spurio può essere quello a 133,7 MHz che non è difficile da isolare con una schermatura efficiente).

La tensione RF di uscita, perfettamente sinusoidale, è di circa 0,25 V efficaci su 50 Ω. Il prototipo è stato montato su tre telaietti stampati (il primo comprende l'oscillatore a quarzo, il duplicatore, il mixer e $T_2$; il secondo contiene il discri-

minatore, mentre il terzo alloggia l'amplificatore d.c.), mentre tutta la parte a VHF è stata montata entro una scatola stagnata TEKO Professional piccola.
Ovviamente non si esclude la possibilità di montare tutto il circuito su una unica piastra stampata più semplice e più razionale. Si è anche accennato al fatto che il circuito potrà essere semplificato in certi punti senza danno.
Nel corso delle prove si è pensato che, dopo tutto, il discriminatore e l'amplificatore d.c. potevano essere sostituiti da moderni integrati come il TAA661 della S.G.S., che possono rivelare direttamente la MF fino a frequenze di 60 MHz, con guadagni di tensione di circa 1000. Lo schema a blocchi di un circuito così concepito e realizzato a livello di prototipo è mostrato in fig. 7. Va detto che la semplificazione circuitale peggiora la stabilità di frequenza di un fattore 4 o 5; molto se si vuole, ma non tanto da dovere scartare a priori questa soluzione semplificata.

## Descrizione delle induttanze e componenti vari

$L_1$ = 6 spire serrate filo smaltato 0,5 mm. Supporto di 6 mm con nucleo.

$L_2$ = 4 spire e filo stagnato 1 mm. Supporto 6 mm. Lunghezza avvolgimento 8 mm con prese alle spire 2,5 e 3,5. Con nucleo.

$L_3$ = 4 spire filo stagnato 1 mm in aria. Diametro avvolgimento 6 mm. Lunghezza 14 mm. Presa a 1,5 spire.

$L_4$, $L_5$ = 40 spire serrate filo 0,32 mm smaltato. Supporto di 5 mm con nucleo. Distanza fra le due 14 mm. Contenute entro lo stesso schermo.

$L_6$, $L_7$ = 55 spire serrate filo smaltato 0,32 mm. Supporto 6 mm. Primario: 7 spire serrate stesso filo avvolte sopra al secondario. Senza nucleo.

$T_1$, $T_2$ = 2N918.

$F_1$ = RCA 40673 MOSFET oppure 2N918.

$F_2$, $F_3$, $F_4$ = 2N3819 o simili.

$D_1$, $D_2$, $D_3$, $D_4$ = Diodi al germanio tipo 1N34 o simili.

$D_5$, $D_6$, $D_7$, $D_8$ = Diodi al silicio tipo 1N914 o simili.

Tabella 1.

| | VARICAP | |
|---|---|---|
| | ANODO | CATODO |
| Tensione d.c. d'uscita va verso i valori negativi | al − 12 | Al circuito RF |
| Tensione d.c. d'uscita va verso i valori positivi | Al circuito RF | al + 12 |

Valida per frequenze del generatore di segnali, crescenti rispetto allo zero del discriminatore.

## Ringraziamento

Un cordiale grazie al Prof. G. Sinigaglia per i consigli e le discussioni sempre utilissime.
Il lavoro è stato effettuato col contributo del C.N.R. utilizzando le apparecchiature del Laboratorio di Radioastronomia di Bologna.

---

## Un nuovo generatore di segnali AM-FM con contatore di frequenza incorporato

La ditta Logimetrics di New York, ha aggiunto un apparecchio ancora più avanzato alla già numerosa famiglia dei suoi generatori di segnali di precisione.

Il nuovo modello 750 che è naturalmente realizzato tutto con componenti allo stato solido può infatti coprire il campo di frequenza da 9,5 MHz a 520 MHz (fino a 1040 MHz con duplicatore) con una precisione di taratura da ± 0,001% a ± 0,05%, almeno dieci volte superiore a quella dei normali generatori di segnali a quadrante graduato.
Questa precisione è ottenuta mediante l'uso di un frequenziometro digitale incorporato che ha cinque cifre LED (light emitting diodes).

Il comando di frequenza è ottenuto con una manopola senza graduazione fortemente demoltiplicato e un verniero che consentono una regolazione finissima della frequenza.

L'eccellente stabilità di frequenza, il valore elevato della tensione di uscita (1 Volt ± 1/2 dBm in tutta la gamma di frequenza con attenuatore di precisione) e il basso contenuto di armoniche dell'oscillazione sono altre delle caratteristiche notevoli dell'apparecchio.

Si deve ricordare anche che questo generatore può essere modulato in ampiezza e in frequenza come pure ad impulsi, in tutta la gamma con lettura diretta della profondità di modulazione e della deviazione di frequenza, senza bisogno di ricorrere a speciali procedimenti di taratura.

Tutti i contatori Logimetrics hanno il contatore di frequenza incorporato. Tra i vari modelli esistenti ricorderanno il modello 921 per frequenza fino a 80 MHz, solo AM, a basso costo, il modello 950 analogo al modello 921 ma con modulazione di frequenza e il modello 925 « Signalock » nel quale la frequenza viene stabilizzata a mezzo del contatore e della sua base dei tempi il che dà al generatore molte delle possibilità di un più costoso sintetizzatore di frequenza.

# Generatori di onde triangolari

(prima parte)

J. L. Perrot

Fig. 1 - Carica e scarica di un condensatore attraverso una resistenza

## 1. Premessa

Sono chiamate onde triangolari le forme d'onde aventi almeno una porzione della loro ampiezza proporzionale al tempo. Esse sono anche conosciute sotto il nome di denti di sega, onde o rampe lineari, tensioni di deflessione.
Le onde triangolari sono usate per la misura del tempo (in oscillografia o in tecnica radar per esempio), per la divisione di frequenza e per la generazione di altri segnali funzione del tempo (tipi speciali di deflessione, calcolatori analogici).
Le principali caratteristiche di tali onde sono la durata, l'ampiezza e la linearità.
*La durata* può variare da qualche decimo di microsecondo a qualche minuto. La minima durata è limitata dal fattore di merito e dalle proprietà di commutazione dei componenti attivi (tubi a vuoto o semi-conduttori) adoperati. La durata massima dipende dai valori massimi dei condensatori o dalle resistenze che si possono usare e dalle più basse correnti assicuranti un funzionamento corretto dei tubi o dei transistori.
La gamma *delle ampiezze* si estende tra qualche volt e centinaia di volt a seconda delle applicazioni considerate. I limiti di ampiezza sono fissati principalmente dalla massima dissipazione e dalle tensioni che possono reggere i componenti usati come interruttori. Si vedrà che l'ampiezza può anche essere limitata dal grado di linearità richiesto.
*La linearita* è spesso la caratteristica più importante e forse la più difficile da ottenere.
L'errore di linearità è definito come la differenza, a un tempo $T$, tra il valore della ampiezza effettivamente raggiunto dall'onda a denti di sega e il valore raggiunto da una rampa crescente linearmente con il tempo.
L'errore di linearità in generale è espresso in valore relativo o con una percentuale. Un errore di linearità dell'1% è un ottimo valore ma certe applicazioni possono richiedere una linearità maggiore.

## 2. Metodi di generazione delle onde triangolari

I diversi metodi di generazione sono basati sulle proprietà di carica dei condensatori. La tensione ai capi di un condensatore è data dalla relazione:

$$V_C = \frac{1}{C} \int_0^t i\,dt \qquad (1)$$

Se la corrente $i$ è costante durante il tempo di carica la tensione ai capi del condensatore è una funzione lineare del tempo:

$$V_C = \frac{I}{C} t = Kt \qquad (2)$$

Per ottenere un dente di sega lineare è dunque necessario disporre di una sorgente di corrente costante. Si vedrà in un prossimo paragrafo i diversi modi di ottenere una tale sorgente.

## 3. Il circuito di base: carica di un condensatore attraverso una resistenza

Il circuito è mostrato dalla figura 1A. Inizialmente è aperto l'interruttore $I$. Il condensatore si carica, la tensione ai suoi capi cresce in funzione del tempo secondo la legge:

$$V_C = E\,(1 - e^{-t/CR}) \qquad (3)$$

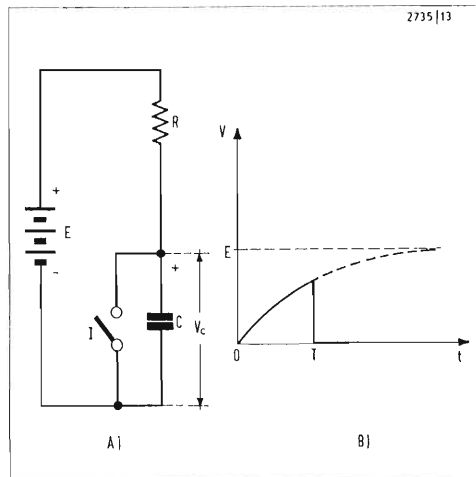
Il prodotto $\theta = CR$ è chiamato costante di tempo del circuito. Al tempo $t = T$, la tensione $V_C$ ha raggiunto il valore $V_1$. Se a quest'istante si chiude l'interruttore $I$ il condensatore si scarica rapidamente e la tensione $V_C$ cade al valore zero (fig. 1B).
La prima porzione della curva esponenziale della figura 1B si avvicina ad una retta. Sviluppando in serie la (3), si dimostra che se

$$\frac{t}{\theta} \leqslant \frac{1}{5}$$

si può scrivere:

$$V_C \simeq E \cdot \frac{t}{\theta} \qquad (4)$$

Se la costante di tempo del circuito è molto più grande della durata $T$ della carica, la corrente di carica del condensatore può essere considerata costante e la tensione $V_C$ approssima una funzione lineare del tempo. Calcolando la differenza tra l'ampiezza raggiunta da una funzione lineare del tempo come la (4) e l'ampiezza data dalla (3) dopo un tempo $t = T$, si mostra che l'errore di linearità (espresso in valore relativo) è:

$$\frac{\Delta V_C}{V_C} \simeq \frac{T}{2\theta} \qquad (5)$$

Si vede così che per $T/\theta = 1/5$ l'errore di linearità è di 0,1 o 10%.
La figura 2 rappresenta la variazione dell'errore di linearità in funzione del rapporto ($V_C/E$).
Quanto detto sopra mostra che è possibile migliorare la linearità riducendo la durata della carica del condensatore. Però, agendo così, il miglioramento della linearità è ottenuto a detrimento della ampiezza: linearità ed ampiezza sono due grandezze antagoniste ed è spesso molto difficile ottenere simultaneamente l'una e l'altra con mezzi semplici. Per esempio, per generare un dente di sega di 100 volt di ampiezza con un errore di linearità dell'1%, ci vorrebbe una sorgente di tensione di 5.000 volt.
Altri dispositivi descritti nella seconda parte permettono di ottenere un'ottima linearità con un'ampiezza discreta.

## 4. Elementi costitutivi di un generatore di onde triangolari

Un generatore di onde triangolari sarà costituito (fig. 3):
- da un condensatore $C$;
- da una sorgente $S$ fornente una corrente costante di carica del condensatore;
- da un circuito di scarica o interruttore $I$. Questo circuito deve presentare una resistenza elevatissima durante il tempo di carica del condensatore e una resistenza quasi nulla durante la scarica.

Gli elementi $S$ e $I$ possono essere distinti e non l'uno dall'altro. Se l'uno o l'altro di questi due elementi assicura l'inizio di ogni ciclo, la deflessione risultante è libera (rilassazione). Se invece l'uno o l'altro agisce sotto l'azione di un segnale esterno di comando, si impone la frequenza del segnale esterno e la deflessione è sincronizzata.
I diversi metodi per ottenere una sorgente di corrente costante sono i seguenti:
- impiego di una sorgente di tensione costante in serie con una forte resistenza;
- impiego di elementi attivi la cui corrente in una certa misura è indipendente della tensione (tubo pentodo, transistori a effetto di campo e MOS-FET);
- impiego di circuiti sottoposti simultaneamente a una reazione positiva e a una reazione negativa (bootstrap) o a una sola reazione negativa (Integratore di Milles, phantastron). La linearità di questi ultimi circuiti può essere migliorata mediante l'uso di apposite reti di compensazione.

L'interruttore $I$ può essere realizzato con tubi a vuoto o transistori classici o ancora con dispositivi a resistenza negativa controllati dalla corrente: tubi o gas (thyratron), diodi a quattro strati, transistori unigiunzione.
Nei seguenti paragrafi saranno descritti generatori di rampa che utilizzano un semplice circuito di carico associato a diversi tipi di interruttori. La linearità ottenuta rimane molto limitata (5-10%).

## 5. Generatori di rampa utilizzanti dispositivi a resistenza negativa

Il presente paragrafo dà una breve descrizione del funzionamento di diversi circuiti che impiegano interruttori costituiti, da dispositivi avente una caratteristica a resistenza negativa.
La figura 4 rappresenta la caratteristica corrente-tensione di un qualunque dispositivo a resistenza negativa. Al tratto $AB$ della caratteristica corrisponde la zona di resistenza negativa: crescendo la corrente, diminuisce la tensione.
La tensione al punto $A$ è chiamata tensione di picco $V_p$ allorchè la tensione al punto $B$ è la tensione di valle $V_v$.
A seconda della posizione della retta di carico nel piano contenente la caratteristica $I$-$V$, un tale dispositivo può avere tre modi diversi di funzionamento: funzionamento bistabile (retta 1), funzionamento monostabile (retta 2) e funzionamento astabile (retta 3). I soli due ultimi funzionamenti sono considerati nel caso di generatori di denti di sega.
Il primo dispositivo a resistenza negativa usato è stato il triodo a gas (thyratron). Adesso, dopo l'avvento dei dispositivi semi-conduttori, è quasi totalmente caduto in disuso per le comuni applicazioni. Il montaggio a thyratron non sarà qui descritto; il lettore interessato potrà riportarsi per esempio, a: Millman and Taub: Pulse and digital Circuits. Mac Graw. Hill. NY 1956.

### 5.1 *Impiego di un transistore unigiunzione (UJT)*

Questo componente è costituito da una piastrina fortemente resistiva di silicio tipo N. Questa piastrina, è chiamata base.

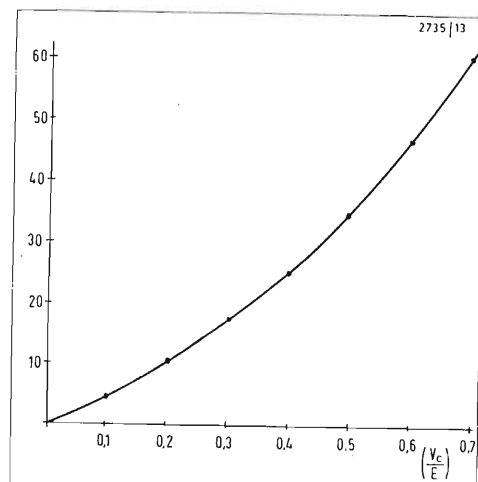



Fig. 2 - Errore di linearità in funzione del rapporto ($V_C/E$).

Fig. 3 -

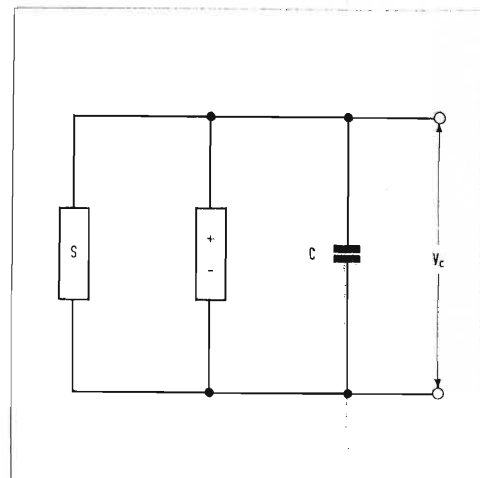
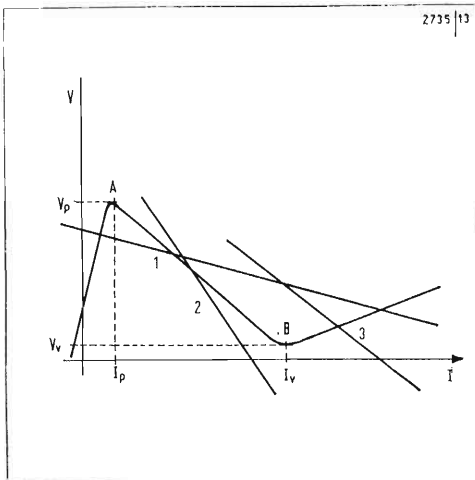
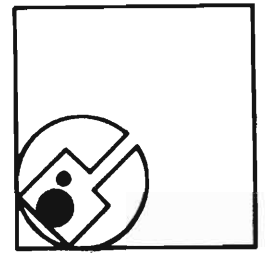



Fig. 4 - Caratteristica V.I. di un dispositivo a resistenza negativa.

Fig. 5 - Generatore di dente di sega: transistore unigiunzione in funzionamento astabile.

A ogni estremità di uno dei due lati della base due contatti formano i due punti di base $B_1$ e $B_2$. Dall'altro lato della piastrina è saldato un filo di alluminio chiamato emettitore. La caratteristica di ingresso $V_{EB1} = f(I_E)$ del transistore unigiunzione ha la forma mostrata dalla figura 4.

Il montaggio di principio di un generatore di dente di sega utilizzante un unigiunzione è dato dalla figura 5A. Tale circuito ha un funzionamento astabile: la retta di carico relativa al circuito di ingresso deve intersecare la caratteristica nella zona di resistenza negativa come mostrato dalla retta 2 della fig. 4. Questo è ottenuto con un'adeguata polarizzazione della base mediante le resistenze $R_1$ e $R_2$, quando il condensatore $C$ è scarico, il transistore è interdetto. Il condensatore si carica attraverso $R$ finchè la tensione $V_C$ raggiunge il valore $V_p$ della tensione di picco. Il transistore diventa allora conduttore scarica e rapidamente il condensatore; la tensione $V_C$ prende il valore $V_v$ della tensione di valle. Poi ricomincia un nuovo ciclo. La durata della carica è data dalla relazione:

$$T = CR \ln \left( \frac{E - V_v}{E - V_p} \right) \qquad (6)$$

La realizzazione della condizione $V_p \ll E$ consente una buona linearità.

Per avere un dente di sega di ampiezza discreta è dunque imperativo usare due sorgenti diverse per $E$ e $V_B$. Difatti, $V_p \simeq 0{,}5\, V_B$ e se $V_B = E$ la condizione $V_p \ll E$ non è più soddisfatta.

Oltre che da $R$ e $C$, la frequenza di ripetizione dipende dalle tensioni $E$ e $V_B$. In pratica, si preferisce lasciare fisse le tensioni e fare variare la frequenza agendo su $R$ o $C$.

Il tempo $t_s$ di scarica del condensatore $C$ dipende dalle caratteristiche del transistore unigiunzione in regime di forte conduzione; essendo queste caratteristiche in generale sconosciute, è difficile calcolare $ts$.

La figura 6 è una realizzazione pratica del circuito sopra descritto. Agendo sul potenziometro $R_3$ si rende variabile la frequenza tra 15 e 45 kHz circa senza reazione sull'ampiezza. $Q_2$ è un inseguitore di emettitore usato allo scopo di isolare il carico esterno dal circuito $RC$. La linearità ottenuta con questo schema è scarsa. Si può migliorarla notevolmente con l'impiego di una rete di contro reazione come mostrato dalla figura 7. Il diodo zener $D_2$ e il transistore $Q_3$ mantengono una tensione costante a uno dei capi della resistenza di carico $(R_2 + R_3)$; così la corrente di carico del condensatore $C$ rimane approssimativamente costante. La resistenza variabile $R_3$ rende regolabile la frequenza (dell'ordine di 50 kHz).

Mediante un segnale di sincronismo si può imporre una frequenza esterna al precedente generatore di dente di sega (fig. 8A).

Il diodo $D$ è polarizzato alla tensione $U_D$ inferiore alla tensione di picco $V_C$ del transistore: la tensione $V_C$ ai capi del condensatore porta il diodo in conduzione allorchè il transistore è ancora interdetto. La tensione $V_C$ non può superare il valore $V_D$. Un impulso negativo applicato alla base 2 del transistore quando $V_C$ sta raggiungendo il valore $V_D$ fa scendere $V_p$ a un valore inferiore a $V_D$ e il transistore entra in conduzione scaricando il condensatore. Poi ricomincia la carica. Si nota che togliendo il diodo $D,$ il circuito diventa astabile. Un montaggio pratico di questo tipo è dato dalla figura 9. Sono applicate due reti di contro-reazione. Il ruolo di $C_2\, R_2$ è identico a quello del diodo zener $D_2$ della

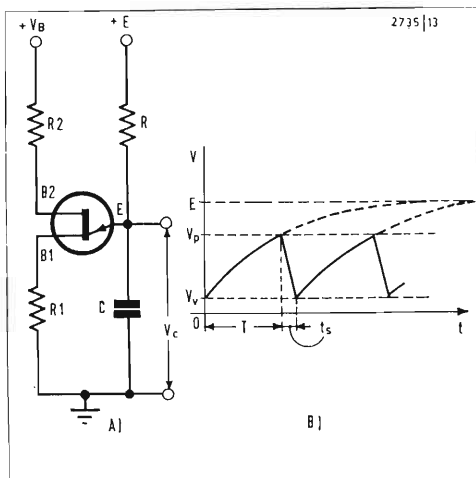



Fig. 6 - Circuito pratico di generatore di dente di sega a unigiunzione (Unijunction Sweep, EEE, 11:7, p. 86).

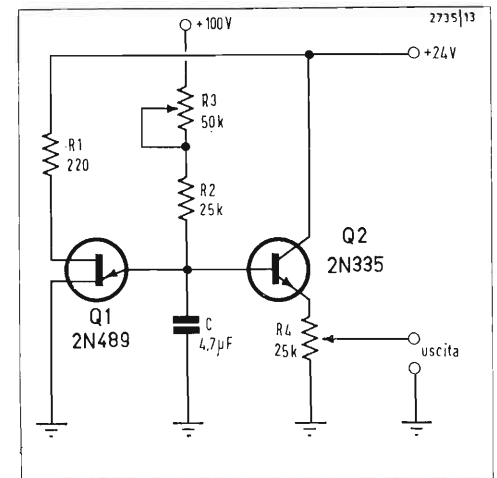



figura 7. La rete di integrazione $R_1$ $C_1$ serve a compensare le non-linearità di secondo ordine a favore della linearità totale, che è notevole per uno schema così semplice. La frequenza è di 1 kHz.

### 5.2 *Impiego di un diodo a quattro strati (diodo PNPN)*

Un altro dispositivo a resistenza negativa in grado di sostituire il transistore unigiunzione è il diodo a quattro strati. Come indicato dal nome, un tale diodo è costituito da quattro strati di silicio drogati alternativamente con impurità tipo *P* e *N*. La caratteristica *V-I* di un diodo *PNPN*, di forma identica a quella di un transistore unigiunzione, è rappresentata dalla figura 10. La figura 11 mostra il circuito di principio.

A condensatore scarico, il diodo è bloccato essendo bassa la tensione ai suoi capi. Il condensatore si carica attraverso $R + R_a$. Quando la tensione $V_C$ raggiunge il valore $V_p$ il diodo entra bruscamente in conduzione scaricando il condensatore. La tensione ai capi del condensatore scende al valore $V_v$; non essendo quest'ultimo più in grado di fornire la forte corrente necessaria a mantenere la conduzione, il diodo si interdice. Questo istante corrisponde all'inizio di un nuovo ciclo. La variazione di $V_C$ rispetto al tempo è identica alla curva della figura 5*B*. La durata della carica è ancora data dalla (6).

La frequenza di rilassazione dipende da *C* e da *R*. Esiste una limitazione nel diminuire *R*: la retta di carico relativa a $R + R_a$ deve sempre intersecare la caratteristica *I-V* nella zona a resistenza negativa. Nel caso contrario viene a cessare l'oscillazione e in certi casi il diodo può essere distrutto da una corrente troppo intensa.

Il tempo di scarica $t_s$ del condensatore dipende dalla corrente di tenuta $I_v$ del diodo; il valore di $I_v$ varia da elemento a elemento.

$R_a$ costituisce una resistenza di protezione limitando la corrente attraverso il diodo durante la scarica del condensatore *C*. Si può sincronizzare un tale montaggio con un segnale esterno. La figura 12 mostra un circuito a diodo *PNPN* sincronizzato con un impulso negativo. Sono ottenuti denti di sega lineari di 20 volt di ampiezza. La frequenza di ripetizione massima è dell'ordine di 100 kHz.

Fig. 7. Miglioramento della linearità con una rete di contro-reazione (Transistor manual - 7th edition - G.E. Co 1964, p. 319).

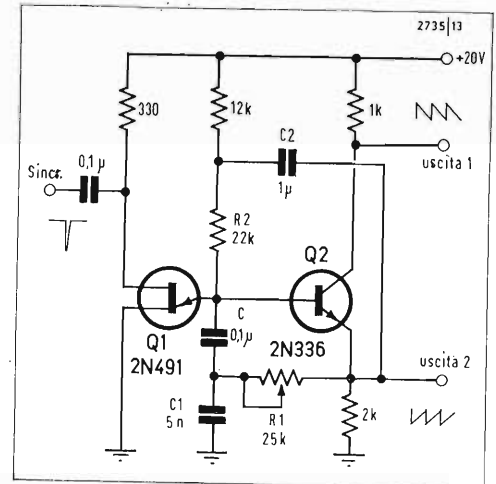



Fig. 9 - Generatore di dente di sega sincronizzato (transistor manual 7th edition, G.E. Co 1964 - p. 319).

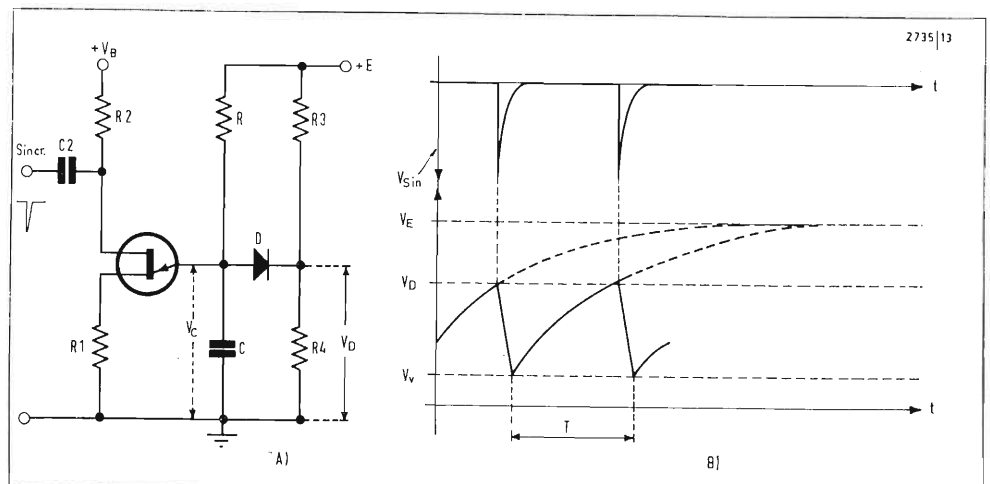



Fig. 8 - Generatore di dente di sega a transistore unigiunzione. - Funzionamento con segnale di comando.

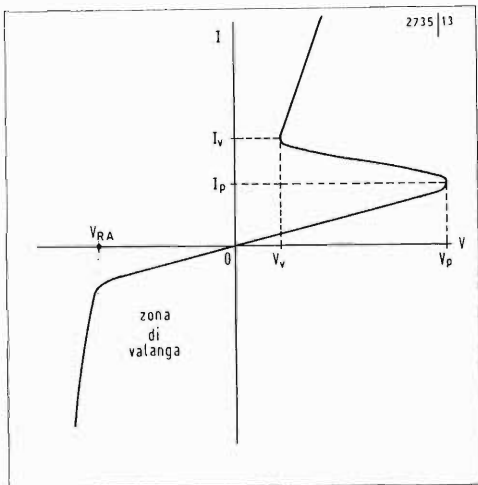
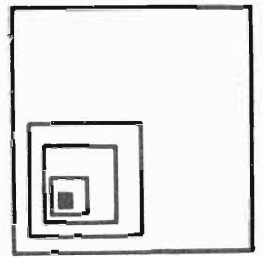



Fig. 10 - Caratteristica I.V. di un diodo PNPN.

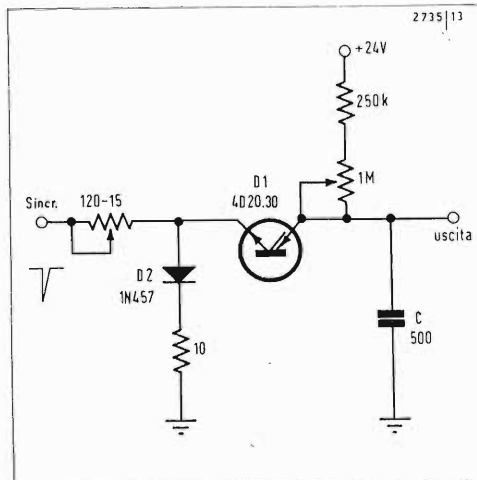



Fig. 12 - Schema pratico di un generatore di dente di sega a diodo PNPN (Electronic Circuit design Hand. Book - Mactie Pub. Corp. NY 1965, p. 173).

## 6. Impiego di tubi a vuoto o di transistori come interruttori

Un tubo o un transistore costituiscono altrettanti interruttori. Tali interruttori debbono essere comandati da un segnale rettangolare esterno, la cui durata è uguale a quella della rampa.

La figura 13A mostra un dispositivo che utilizza un transistore: è un semplice integratore. Il circuito a tubo a vuoto è identico e non sarà descritto qui.

Essendo la tensione di comando al livello superiore $V_{in1}$ il transistore è saturato e conduce fortemente; la tensione ai capi del condensatore $C$ è allora: $(V_{CE})$sat. Al tempo $t_1$ il segnale di comando scende a livello inferiore $V_{in2}$, bloccando il transistore; il condensatore $C$ si carica attraverso $R$. Al tempo $t_2$ il segnale di comando riprende il suo valore iniziale $V_{in1}$, portando il transistore in conduzione; il condensatore si scarica. Il sistema è allora, pronto per iniziare un nuovo ciclo.

Per consentire una buona linearità, la tensione $V_m$ deve rappresentare una piccola frazione della tensione di alimentazione $V_{CC}$. Se si rispetta questa condizione, la tensione di uscita $V_u$ ha una ampiezza data da:

$$V_u = V_m - (V_{CE})\ \text{sat.} = [V_{CC} - (V_{CE})\ \text{sat.}] \cdot \frac{T}{RC} \qquad (7)$$

Questo circuito non è adoperato quando si desidera una buona linearità. La figura 14 è un esempio di circuito di

Fig. 11 - Generatore di dente di sega a diodo PNPN.

Fig. 13 - Interruttore a transistori.

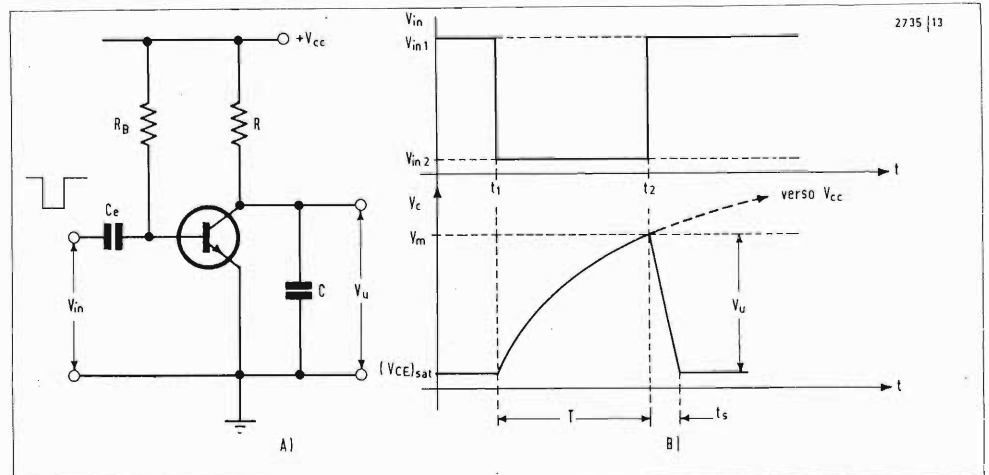
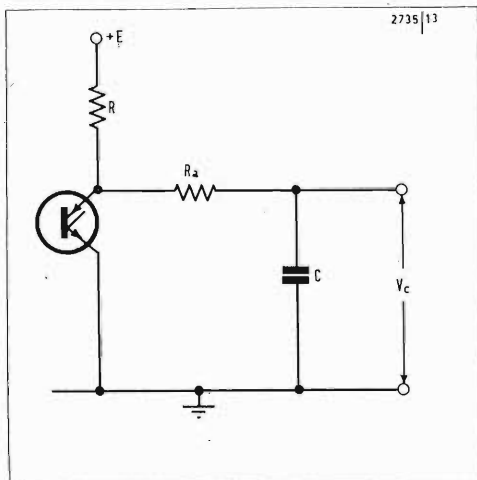
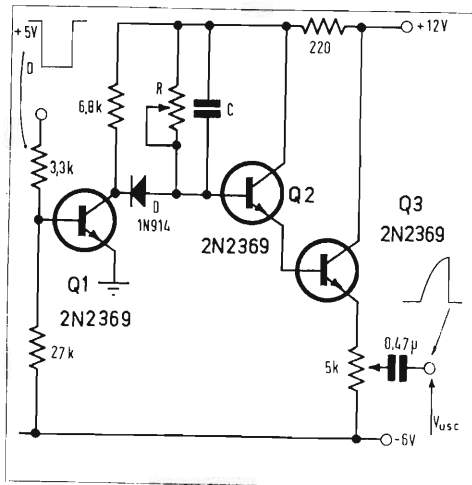



Fig. 14 - Generatore di dente di sega impiegando un interruttore a dente di sega.

questo tipo. I valori di *R* e *C* sono determinati dalla costante di tempo che si vuole ottenere.
Impiegando un transistore tipo *PNP*, si ottiene un dente di sega negativo.

## 7. Conclusioni

Tutti i circuiti sopra descritti non sono in grado di assicurare la linearità elevata richiesta da certe applicazioni. Una possibilità di migliorare la linearità è di usare una sorgente di corrente costante per caricare il condensatore. Se è desiderata una linearità ancora migliore si dovrà usare circuiti a contro-reazione (integratore di Miller, bootstrap).
Il miglioramento della linearità farà l'oggetto della seconda parte.

# Il "Confravision" Servizio televisivo a circuito chiuso

Un'immagine del quadro operativo che fa capo al nuovo servizio del « Confravision », organizzato dall'Ufficio Postale inglese.
Per mezzo di un circuito televisivo chiuso, che fa capo alle cinque principali città britanniche (Glasgow, Manchester, Birmingham, Bristol e Londra) gli uomini d'affari sono ora in grado di assistere a trasmissioni di conferenze ed incontri, senza doversi sobbarcare il disagio di spostamenti su lunghe distanze.

# I radar a emissione continua e corta portata

J. C. Preti - a cura di G. Frateschi

## I - Generalità

### Antenne e emettitori

Messa a punto durante la seconda guerra mondiale, la tecnica del radar ha consentito l'apporto, nel futuro dell'osservazione e del controllo, di un aiuto considerevole ai sensi umani divenuti inoperanti di fronte ad un fenomeno nuovo: l'invasione aerea dei territori.
In effetti, tenuto conto della loro velocità e del loro raggio d'azione, gli apparecchi nemici volando sempre più in alto, costituiscono una minaccia crescente ugualmente per i civili e le installazioni di produzioni situate nelle retrovie dei campi di battaglia.
Questo fu il caso particolare della fortezza britannica dove la grande concentrazione urbana e industriale diventò alquanto vulnerabile.
È senza dubbio per questa ragione che gli Inglesi si applicarono, con accanimento, a sviluppare un principio conosciuto dal 1934 e realizzarono nel 1941, l'installazione di una catena costiera di segnalatori elettromagnetici.
Gli equipaggiamenti utilizzati a quell'epoca erano poco efficienti, ma capaci nondimeno di segnalare aerei sino ad una distanza di 100 km, ciò che lasciava ai caccia un tempo sufficiente per decollare ed intercettare il nemico prima della costa.
Questi sistemi vennero largamente perfezionati in seguito e applicati specialmente alla scoperta di navigli poi, a bordo di aerei, alla navigazione ed al bombardamento.
La prima applicazione civile del radar fu, poco dopo la fine delle ostilità, l'equipaggiamento di navi procedenti in sistemi di navigazione; direttamente derivati dai modelli militari, essi utilizzarono la facoltà delle onde centimetriche di propagarsi senza attenuazione notevole nella nebbia.
Le applicazioni che noi rammentiamo concernono, tutte, sistemi di radar a lunga e media portata, basati sull'impiego di onde impulsive a grande potenza.
Ora, noi tratteremo qui dei sistemi a corta portata ed emissione continua, che permettono, grazie al loro modesto prezzo e alla loro grande adattabilità, di adeguarsi ai problemi degli aiuti civili.

### Richiamo teorico concernente la segnalazione elettromagnetica

Abbiamo l'usanza di denominare radar un sistema emettitore-ricevitore come quello della fig. 1 nel quale l'onda emessa da $E$ viene irradiata dall'antenna $A_e$ in direzione del bersaglio $C$ poi, dopo essere stata riflessa da questo, viene ricevuta dall'antenna $A_r$ e trasferita nel ricevitore $R$.
Questo collegamento fra andata e ritorno può essere caratterizzato da due leggi fondamentali legate l'una al tempo, l'altra all'energia. La prima di queste leggi è:

$$\Theta = 2R/C \quad (1)$$

dove $\Theta$ è il ritardo di tempo fra le onde emesse e ricevute:
$R$, la distanza radar — bersaglio;
$C$, la velocità di propagazione dell'onda.

### Guadagno e superficie di una antenna

Supponiamo che la trasmissione delle onde nell'aria libera si effettui senza attenuazione ne discontinuità di rifrazione.
Se l'antenna irradia uniformemente in tutte le direzioni, la quantità di segnale per unità di superficie ad una distanza $R$ dall'antenna sarà uguale a:

$$P/(4\pi R^2) \quad (2)$$

Se, tuttavia, si utilizza un'antenna direttiva, che ha la proprietà di irradiare l'energia in una direzione data, l'equazione (2) diventa:

$$PG/(4\pi R^2) \quad (3)$$

nella quale $G$ è chiamato il guadagno dell'antenna nella direzione considerata.
Per ottenere fasci irradiati a grande concentrazione, come a dire piccola apertura, è necessario utilizzare antenne le dimensioni delle quali sono grandi rispetto alla lunghezza dell'onda. Infatti, dimensioni, guadagno e lunghezza d'onda sono legati dalla relazione teorica seguente:

$$G = 4\pi A/\lambda^2 \quad (4)$$

nella quale $G$ è il guadagno massimo dell'antenna, $\lambda$ la lunghezza d'onda dell'energia irradiata e $A$ la superficie detta di apertura, altrimenti chiamata la *coppia principale dell'antenna* vista dalla direzione principale del fascio.
Infatti, questo valore di $G$ suppone che l'antenna sia perfetta; noi vedremo, in pratica, che è necessario tener conto di un fattore correttivo, che rappresenta il rendimento dell'antenna.

Foto 1 - Controllo della circolazione con captatori radar e controllore elettronico. Questo crocevia è situato in prossimità della SFIM (Cliché Thomson-Houston).

Un'altra proprietà delle antenne è definita dalla nozione di superficie ricevitrice equivalente. Questa grandezza permette di conoscere, per mezzo di una semplice moltiplicazione per la densità di potenza ($P$ per unità di superficie), la potenza che è disponibile agli estremi di un'antenna. La superficie ricevente equivalente è data da:

$$A_r = G\lambda^2/4\pi \quad (5)$$

### Superficie riflettente del bersaglio

Due casi sono da considerare secondo che i bersagli esplorati posseggano o no forme geometriche regolari. Nel primo caso, è molto agevole determinare la superficie equivalente presentata all'onda, sebbene che questa superficie vari la maggior parte del tempo con l'angolo d'incidenza di questa onda.
Nel secondo caso, tuttavia, la determinazione per calcolo delle caratteristiche di riflessione dei corpi costituenti i bersagli è praticamente impossibile e solo la sperimentazione permette di determinarne il valore esatto.
Noi daremo dunque, con due tavole, ad un tempo, le superfici corrispondenti alle forme geometriche usuali e quelle corrispondenti a veicoli od echi che si incontrano abitualmente. È da notare che tutte le cifre sperimentali indicate qui sotto corrispondono a superficie presentate a onde di 3 cm.

## Equazione del radar

Conoscendo adesso, (equazione 3) la ripartizione dell'energia irradiata da un radar, conoscendo inoltre la potenza riflessa (per unità di superficie) dal bersaglio: $\sigma/(4\pi R^2)$, e conoscendo infine la potenza del segnale captato dall'antenna ricevente [equazione (5)], è possibile scrivere:

$$P_r = \frac{P_e G_e}{4\pi R^2} \; \frac{\sigma}{4\pi R^2} \; \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \qquad (6)$$

che significa che il segnale di potenza $P_r$ è stato captato da una antenna ricevente di guadagno $G_r$ alla lunghezza d'onda $\lambda$, questa antenna essendo piazzata a una distanza $R$ da un bersaglio riflettente, il quale contiene una quantità di energia proveniente da un emettitore situato ad una distanza $R$ e irradiante in direzione del bersaglio un'onda di potenza $P_e$.
Per essere più precisi, il primo termine dell'espressione rappresenta la densità di potenza proveniente dall'emettitore all'altezza del bersaglio; il secondo termine rappresenta, allorchè si moltiplica per il primo, la densità di potenza esistente in prossimità dell'antenna di ricezione e proveniente dalla riflessione sul bersaglio. Quanto al terzo, abbiamo visto [equazione (5)] che esso rappresentava la sezione ricevente dell'antenna cioè in pratica, la percentuale dell'energia ripartita nell'angolo solido « captato » dall'antenna di ricezione. Raggruppando fra loro i termini dell'equazione (6) si ottiene

$$P_r = \frac{P_e \lambda^2 \, G_e G_r \sigma}{(4\pi)^3 \, R^4} \qquad (7)$$

che è conosciuta sotto il nome di equazione del radar. Questa espressione non tiene conto dell'attenuazione atmosferica, che si può trascurare in questo caso, che tratta del radar a corta portata.

## Caso particolare dell'effetto Doppler

Per comprendere agevolmente il meccanismo dell'effetto Doppler, è sufficiente considerare il disegno della fig. 2. Un emettitore disposto in $E$ irradia in direzione di $P$ un'onda elettromagnetica $W_e$ di cui l'espressione matematica può prendere la forma

$$W_e = A_0 \operatorname{sen} \omega_0 t \qquad (8)$$

In questa espressione, il termine $A_0$ rappresenta l'ampiezza dell'onda mentre $\omega_0 = 2\pi f_0$ rappresenta la frequenza portante di quest'onda.
Al punto $P$ si trova un bersaglio riflettente animato da una velocità $V$ secondo una direzione $PX$ che fa un angolo $\alpha$ con il percorso $EP$ dell'onda. Il bersaglio $P$ costituendo un ostacolo alla progressione dell'onda $W_e$, una frazione di questa (vedere l'equazione 7) torna verso $E$ e, in questo punto, la sua espressione matematica avrà la forma

$$W_R = A_1 \operatorname{sen} (\omega_0 t + \varphi) \qquad (9)$$

nella quale $A_1$ è il termine che esprime l'ampiezza corretta in funzione dell'equazione (7), $\varphi$ rappresentando il ritardo dovuto al tragitto dell'onda da $E$ in $P$ poi da $P$ in $E$. Se chiamiamo $R$ la distanza $EP$, si può scrivere in funzione dell'equazione (1)

$$\varphi = 2R/C$$

Il bersaglio $P$ essendo costantemente animato da una velocità $v = V \cos \varphi$, è evidente che il termine $\varphi$ varia nella stessa maniera e, di conseguenza, c'è tutto il termine « angolo » situato entro parentesi nell'equazione (9), che viene influenzato, dunque, di fatto, la frequenza medesima dell'onda $W_r$.
Se chiamiamo $\Phi$ la quantità $(\omega_0 t + \varphi)$,

Tavole dei radar a emissione continua e corta portata.

BERSAGLI DI FORMA COMPLESSA

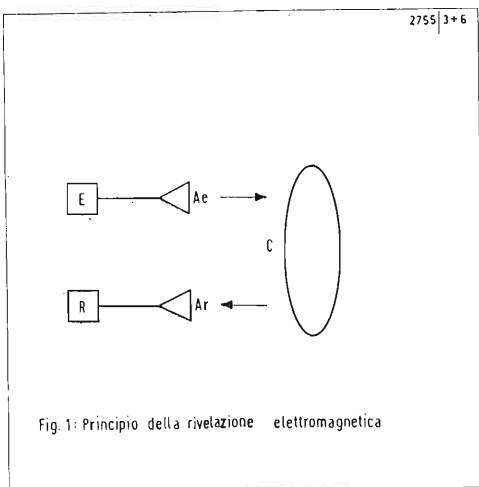
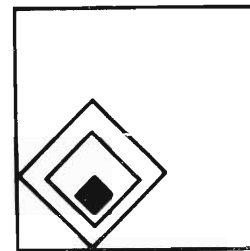
| Natura del bersaglio | Superficie eco ($m^2$) |
|---|---|
| PEDONE (posizione verticale) | 1 |
| UOMO ARRAMPICANTE (con casco) | 0,1 |
| CICLISTA | 2 |
| VETTURA SPORT (vista frontale) | 5 |
| VETTURA SPORT (vista posteriore) | 10 |
| VETTURA EUROPEA MEDIA (vista 25°) | 10 |
| FURGONCINO CITROEN 1.200 kg « HU » | 20 |
| AUTOCARRI TRASPORTATORI DI TERRA | 50 |
| CARRO AMX | 45 |
| PICCOLO AEROPLANO (Norècrin) | 20 |
| GRANDE AEROPLANO (Boeing 707) | 200 |
| PICCOLO BASTIMENTO DA CARICO | 150 |
| GROSSO BASTIMENTO DA CARICO O PIROSCAFO | 20.000 |
| PETROLIERA GIGANTE (100.000 tonnellate) | 50.000 |
| VAGONE FERROVIARIO (mercanzie, coperto) | 30 |
| VAGONCINO (linea a scartamento ridotto) | 10 |

BERSAGLI DI FORMA GEOMETRICA

| Natura del bersaglio | Superficie eco |
|---|---|
| PLACCA METALLICA PIANA (incidenza normale) | $\frac{4\pi A^2}{\lambda^2}$ |
| GRANDE SFERA (raggio > $r$ del radar) | $\pi r^2$ |
| PICCOLA SFERA (raggio $r$ < 0,15 cm) | $9 \frac{2\pi r^4}{\lambda} \pi r^2$ |
| CILINDRO METALLICO (incidenza normale) | $2\pi 1^2 \frac{r}{\lambda}$ |
| DIPOLO ACCORDATO (semi — onda) | $0{,}22\ \lambda^2$ |
| RIFLETTORE TRIEDRO (di spigolo $a$) | $\frac{4\pi a^4}{3\lambda^2}$ |

Fig. 1: Principio della rivelazione elettromagnetica

Fig.2: Meccanismo dell'effetto Doppler

Fig. 3: Effetto Doppler: variazione di fs per un'onda di 9 GHz (3,33 cm) in funzione della velocità del bersaglio

si può scrivere che la variazione di frequenza dovuta all'effetto Doppler, $\Delta f = fd$, può scriversi

$$\Delta f = d\Phi/dt$$

e otteniamo per derivazione del termine $\Phi$:

$$\Delta f = f_0 \frac{2}{C} \frac{dR}{dt} \qquad (10)$$

Ora, vediamo che l'ultimo termine di questa equazione rappresenta la variazione di distanza $R$, dunque la proiezione di $V$ su $EP$, cioè $v = V \cos\alpha$.

Il valore di $\Delta f$, più comunemente chiamato frequenza Doppler, si scrive dunque

$$\Delta f = fd = 2 \frac{f_0}{C} V \cos\alpha$$

e, sapendo che $f_0/C = 1/\lambda_0$:

$$df = 2 \frac{V}{\lambda_0} \cos\alpha \qquad (11)$$

Questa relazione è fondamentale e mostra che la frequenza Doppler è proporzionale alla velocità del mobile, che ha provocato questo effetto. La fig. 3 mostra graficamente i valori di $fd$ per una onda della frequenza di 9 GHz (3,33 cm) in funzione della velocità del bersaglio espressa in chilometri per ora e per differenti angoli di mira.

Prendiamo per esempio il caso di un puntamento a 0°, cioè quando le traiettorie delle onde e del mobile si confondono. Si vede, sulla curva, che il valore di $fd$ è di 16,6 Hz/km/h.

Questo dimostra, da una parte, che anche alle alte velocità (200 km/h, per esempio), il valore trovato di 3,3 kHz rimane largamente nel raggio di frequenze *BF* facilmente trattabili, trasportabile a distanza, amplificabili, calcolabili ecc., e d'altra parte (noi torneremo su questo soggetto più avanti) che la tecnica dei radar Doppler può interessarsi allo studio dei mobili, che si spostano a bassa velocità.

Ritorniamo nondimeno all'equazione (11) che scriveremo nel modo seguente:

$$fd = \frac{N}{T} = 2 \frac{L}{T} \frac{\cos\alpha}{\lambda_0}$$

ove $N$ è un numero di periodi della frequenza Doppler e $L$ la distanza percorsa durante un tempo unitario $T$. Scriviamo per trasformazione:

$$L = \frac{NT\lambda_0}{2T \cos\alpha}$$

ossia:

$$L = N \frac{\lambda_0}{2} \frac{1}{\cos\alpha} \qquad (12)$$

Questa relazione è pure molto importante e mostra che il numero di alternanze del segnale Doppler è proporzionale allo spostamento del bersaglio mobile, o meglio, che ogni alternanza del segnale Doppler, rappresenta uno spostamento di questo bersaglio che non dipende per niente dalla sua velocità.

Nel caso che $\alpha = 0$, ossia quando il bersaglio si sposta secondo l'asse di propagazione delle onde, questo spostamento è uguale alla semi-lunghezza di onda. Vedremo più avanti l'importanza di questa proprietà e le numerose applicazioni che ne discendono.

Diciamo, per ricordarlo, che il fenomeno che noi abbiamo descritto è perfettamente reversibile e che tutto ciò che è stato detto s'applica perfettamente al caso nel quale il radar sia mobile in rapporto al bersaglio che è fisso.

## Antenne del radar

Le antenne utilizzate nei radar a corta portata devono rispondere ad alcuni imperativi, che non sono affatto imposti unicamente da considerazioni ottiche, cioè dalle caratteristiche dimensionali del fascio d'onde emesso. In effetti, queste antenne dovrebbero essere meccanicamente adattate all'ambiente per il quale esse sono state previste. In effetti, alcune considerazioni termiche, aerodinamiche, climatologiche, o semplicemente dimensionali devono guidare la scelta dell'ingegnere incaricato di definire tale o tal'altro sistema.

Vediamo anzitutto ciò che caratterizza un'antenna sul piano puramente ottico.

In primo luogo, la sua « polarizzazione », ossia l'orientamento delle due componenti elettrica e magnetica del campo. Si dice, per conseguenza, che un'antenna è « polarizzata orizzontalmente » se

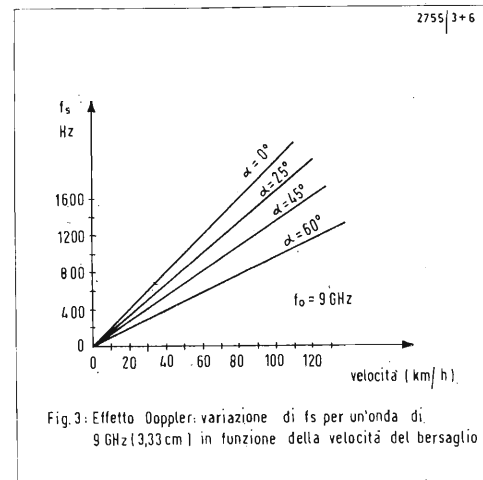
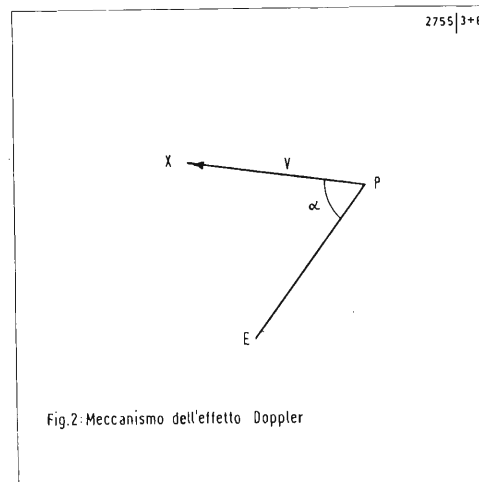
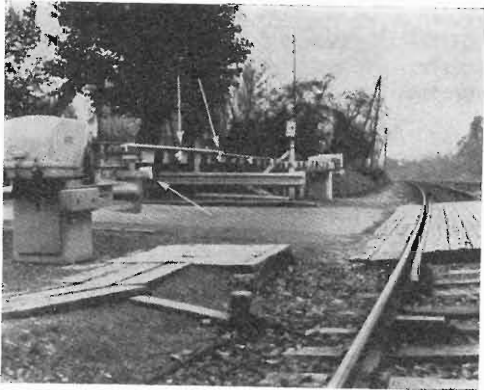



Foto 2 - Segnalatore ostacoli su di un passaggio a livello.

Foto 3 - Sistema anti-collisione radar pei ponti mobili. Il radar « Acal » della SFIM appare qui su uno dei ponti in diagonale.

la componente elettrica del campo si mantiene in un piano parallelo al suolo; inversamente è « polarizzata verticalmente » se la componente elettrica del campo si colloca in un piano perpendicolare alla superficie del suolo.
In certi casi la componente elettrica del campo non è condensata in un piano, ma descrive un'ellisse in un piano perpendicolare alla direzione di propagazione dell'onda; in questo caso si dice che l'onda è « polarizzata ellitticamente » ugualmente come l'antenna che l'ha generata.
Allorchè i due assi dell'ellisse sono eguali, la polarizzazione è detta « circolare ».
Il secondo parametro caratterizzante l'antenna è la sua « direttività », sia:
$\alpha h$ — apertura angolare a potenza dimezzata (3 dB) « piano orizzontale »;
$\alpha v$ — apertura angolare a potenza dimezzata (3 dB) « piano verticale ».

La figura 4 mostra il diagramma d'irraggiamento di un'antenna in funzione dell'angolo. Per effettuare il rilievo di questo diagramma si è piazzata l'antenna da misurare su di un tavolo d'orientamento, un piatto divisore di fresatrice. All'uscita di questa antenna si è sistemato un attenuatore graduato, poi un indicatore di potenza di grande sensibilità (microwattmetro per esempio).

A una distanza di una decina di metri dall'installazione descritta, si è disposta in modo fisso un'antenna della medesima polarizzazione di quella dell'antenna da misurare e di più rilevante direttività. Questa antenna fissa è collegata ad una sorgente di micro-onde.

L'antenna fissa è orientata in direzione del complesso di misura come mostra la figura. Si cerca in seguito, orientando l'antenna da misurare, un massimo di deviazione del microwattmetro. Questo punto servirà di riferimento ugualmente per le indicazioni di azimut (giacitura) e di livello misurato sull'apparecchio di lettura. Per far questo si piazzerà l'attenuatore in una posizione tale che l'apparecchio di lettura devii per l'intera scala, o meglio, sino allo zero della scala graduata in decibel. Fatto ciò, si fà girare l'antenna verso la destra grazie al piattello rotante sino a che l'indicatore raggiunge la graduazione di − 3 dB (oppure la metà della scala se si è effettuata la taratura di fondo scala). A questo punto, si segna accuratamente, sul piatto divisore, la deviazione angolare effettuata dalla posizione corrispondente all'elongazione massima della lancetta, poi si torna a questa posizione centrale ruotando il piatto in senso inverso alle lancette dell'orologio e, dopo aver superato questa posizione, si segna la posizione angolare corrispondente all'apertura angolare dell'antenna.
Per ottenere l'insieme del diagramma della figura 4, è sufficiente procedere nello stesso modo, ma rilevando, grado per grado, il livello di potenza indicato dal microwattmetro. Allorquando questo lavoro è stato fatto, conviene generalmente procedere nello stesso modo disponendo i due aerei nell'altro piano.
Il terzo parametro che è interessante conoscere con precisione è il « guadagno » dell'antenna, poichè abbiamo visto [equazione (7)] che il suo valore è determinante nella valutazione delle prestazioni di un radar.
Abbiamo visto [equazione (4)] che il suo valore poteva essere facilmente trovato per calcolo. Tuttavia, questo valore è teorico e non corrisponde sempre alla realtà; questo valore non tiene conto, specialmente, del rendimento il cui valore oscilla generalmente fra 0,8 e 0,4.

È dunque necessario misurare il valore reale del guadagno: per questo, si procede come viene indicato dalla figura 5 e si segna accuratamente il valore indicato dall'attenuatore allorchè l'elongazione massima è raggiunta e corrisponde al massimo della scala oppure a tutt'altro punto di riferimento della graduazione.
Si smonta in seguito l'antenna che si rimpiazza con un antenna tipo di guadagno conosciuto (trombino 20 dB, per esempio), avendo cura di conservare esattamente la stessa distanza fra le antenne come in precedenza.

Si orienta nuovamente il piattello per ottenere un massimo di elongazione dell'indice, questo massimo essendo messo in corrispondenza con il riferimento scelto più alto grazie a una nuova regolazione dell'attenuatore. La nuova posizione dell'attenuatore determina, per differenza con la precedente posizione, la differenza di guadagno esistente fra l'antenna tipo e l'antenna da misurare.

Il quarto parametro, in ordine d'importanza, è «l'adattamento dell'antenna» e eventualmente, la qualità di questo adat-

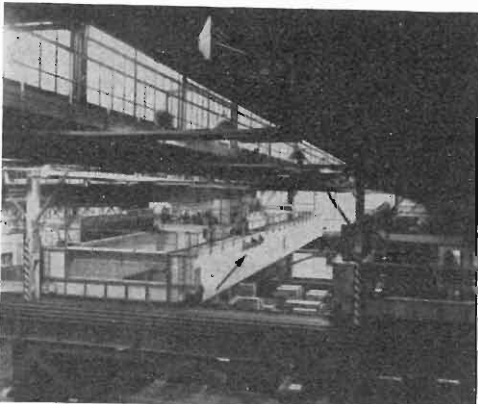
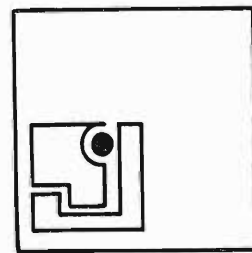



Foto 4 - Misura di velocità per asservimento di un freno di via in una stazione di smistamento. Il radar appare in primo piano, sulla linea.

Foto 5 - La paura dei gendarmi è l'inizio della saggezza...

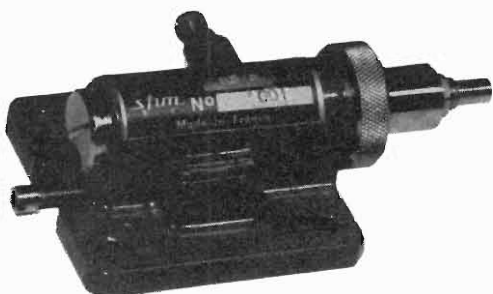



Foto 6 - La cavità AKOTRON che copre a banda X da 8 a 12 GHz.

tamento all'interno di una certa banda di frequenza.
Ricordiamo che si dice di un sistema che è « adattato » quando esso trasmette, o assorbe, o irradia la totalità dell'onda che perviene al suo ingresso; inversamente, il sistema è « disadattato » quando una parte dell'energia è rinviata dal sistema in direzione della sorgente. Si stabilisce allora, lungo il circuito, un regime di onde stazionarie tali quelle mostrate dalla figura 6.
Si caratterizza un regime di onde stazionarie dal tasso di onde stazionarie (comunemente designato con le sue iniziali TOS oppure ROS). Per definire il TOS, consideriamo la curva della figura 6 sulla quale si vede la variazione periodica della potenza $P$ attorno al valore medio $p$. Il TOS si definisce come:

$$T = \sqrt{p\ \mathrm{max}/p\ \mathrm{min}} \quad (13)$$

Sul piano pratico, la misura del TOS si effettua intercalando fra la sorgente e il circuito da misurare (antenna o altro) un tratto di linea che possiede una fenditura attraverso la quale si cala una sonda solidale ad un carrello spostantesi su di un'asta dentata parallela alla linea tagliata. La sonda è collegata ad un cristallo quadratico, la corrente del quale è misurata da un galvanometro. È dunque facile, spostando il carrello, conoscere con precisione il valore di $p$ max e di $p$ min, effettuarne il rapporto ed estrarre la radice quadrata di questo rapporto. Ben inteso, questa misura deve essere effettuata ai due estremi ed al centro della banda nella quale l'antenna è prevedibile che venga utilizzata (Si rammenterà che « quadratico » significa: nel quale la curva tensione/corrente è di secondo grado. Ai terminali di un tale cristallo, tutte le variazioni di potenza si traducono in una variazione di corrente del medesimo ordine).
Il valore massimale tollerabile per il TOS di un'antenna è stabilito dal buon funzionamento dell'emettitore piazzato a monte di questa antenna.
Senza entrare in dettagli, segnaliamo che i costruttori di diodi oscillatori (IMPATT o GUNN) raccomandano di non imporre ai loro prodotti dei TOS superiori a 1,4 (ciò che corrisponde a un rapporto $p$ max/$p$ min di 2). Tenuto conto degli elementi, che possono trovarsi intercalati fra emettitore e antenna e che presentano, essi stessi, dei disadattamenti, è prudente considerare il valore di 1,3 come limite superiore tollerabile.
Segnaliamo infine un quinto ed ultimo parametro la cui importanza non è evidente in tutti i casi. Si tratta dell'influenza relativa esistente fra il « lobo principale di irradiazione» e i «lobi secondari».
Riportiamoci al diagramma della figura 4; si può vedere che esistono da una parte e dall'altra del lobo principale due altri lobi generalmente simmetrici in posizione, ma sovente ineguali in ampiezza e che sono dovuti alle imperfezioni ottiche dell'antenna. Questi lobi sono chiamati « lobi secondari » e possono essere in numero di due, quattro o più. Ben inteso, la loro presenza può essere molto fastidiosa se il loro livello relativo (espresso in rapporto al lobo principale) raggiunge un certo valore. Si considera generalmente che il valore limite, che definisce la qualità di un'antenna viene a situarsi attorno ai 20 dB (livello di 100).
Un'antenna di questa qualità utilizzata come antenna di radar fornirà segnali parassiti relativi ai suoi lobi secondari la cui potenza avrà un livello 10.000 volte più bassa che se il bersaglio fosse stato « illuminato » dal lobo principale.

## Emettitori di micro-onde

Il nostro proponimento non è di effettuare un giro d'orizzonte dei differenti modi di ottenere un'emissione di micro-onde, ancora meno di esporne in dettaglio i funzionamenti teorici. Ci interessiamo solamente e sotto un aspetto molto pratico, ai piccoli emettitori a stato solido, che si trovano in commercio e che producono direttamente micro-onde nel seno di una cavità risonante.
Una cavità risonante (fig. 7) si compone di un cilindro metallico a forte conduzione elettrica (ottone dorato) e che possiede un coefficiente d'auto induzione ed una capacità in forma di stribuita al pari di una resistenza di perdita (fig. 7*b*). L'insieme si comporta come un circuito *LCR* classico e possiede segnatamente una frequenza di risonanza:

$$f_r = 1/(2\pi\sqrt{LC})$$

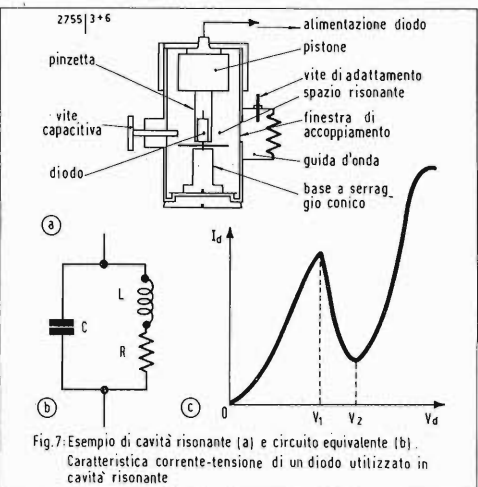
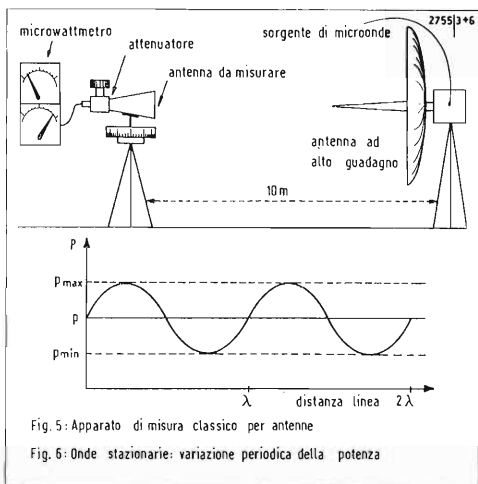
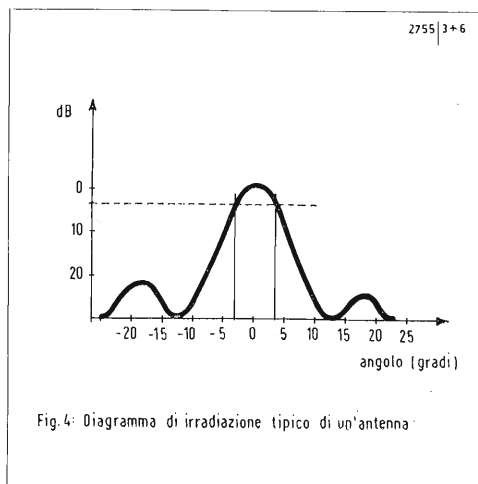
così come un coefficiente di sovratensione:

$$Q = L\omega/R.$$

Fig. 4: Diagramma di irradiazione tipico di un'antenna

Fig. 5: Apparato di misura classico per antenne

Fig. 6: Onde stazionarie: variazione periodica della potenza

Fig. 7: Esempio di cavità risonante (a) e circuito equivalente (b). Caratteristica corrente-tensione di un diodo utilizzato in cavità risonante

Un tale circuito è dunque limitato nelle sue oscillazioni (smorzamento) sia dalla presenza della somma di perdite per conduzione e per dielettrico, sia per *R*.

Per trasformare questa cavità in oscillatore, è sufficiente intercalare nel circuito un elemento, che presenti una resistenza negativa « *r* » il cui valore sia tale che:

$r > R$.

Questo elemento è, di fatto, un diodo la cui caratteristica corrente/tensione (fig. 7*c*) presenta un punto di regresso in $V_1$ delimitante una zona $V_1$ $V_2$ nella quale la punta della caratteristica mostra un valore della resistenza equivalente negativa. Questo effetto è, in una certa misura, analogo all'effetto « dynatron » dei tetrodi, al pari dell'effetto « tunnel ». Attualmente, due tipi di diodi presentano una tale caratteristica di diodi negativi.

I primi sono detti diodi « IMPATT » o diodi a effetto READ; basati sulla tecnologia « a valanga », essi sono realizzati partendo da giunzioni al silicio. Il loro principale inconveniente è di richiedere tensioni di alimentazione relativamente alte, così come correnti perfettamente controllate (valori medi 100 V, 20 mA).

Questi diodi consentono di ottenere potenze di uscita varianti secondo i campioni fra 20 e 200 mW tra 8 e 12 GHz.

Esse si modulano molto facilmente in ampiezza sino ad un tasso del 100% senza presentare modulazioni parassite in frequenza. La loro sicurezza di funzionamento rispetto alla temperatura si estende correntemente fra − 30 °C e + 90 °C e la deriva di frequenza corrispondente è dell'ordine dei 100 kHz per grado Celsius.

I diodi del secondo tipo sono detti diodi « GUNN » e sono ottenuti partendo da giunzioni all'arseniuro di gallio. La loro tensione di alimentazione si pone fra 8 e 12 V e la loro corrente può variare fra 200 e 300 mA.

Essi non richiedono una regolazione di corrente, ma la loro tensione di alimentazione deve essere accuratamente filtrata e regolata; in effetti tutte le variazioni di tensioni ai terminali dei diodi si traducono in una modulazione di frequenza, che è incompatibile con l'utilizzazione dell'emettitore in un radar Doppler. Questa sensibilità del diodo « GUNN » alla modulazione di frequenza può essere un ostacolo nei sistemi dove l'emettitore deve essere modulato in ampiezza con un forte tasso di modulazione, poichè in questo caso, la modulazione *MA* è sempre accompagnata da una modulazione *MF* parassita.

Per contro, il diodo « GUNN » è molto interessante in tutte le applicazioni di MF e noi citeremo, per esempio, le prestazioni ottenute da un oscillatore di questo tipo modulato da un varactor ausiliario posto nella cavità: frequenza centrale 10,5 GHz, profondità di modulazione 50 MHz, modulazione d'ampiezza parassita 5%.

La potenza ottenuta partendo da diodi « GUNN » correntemente varia fra 10 e 50 mW e i limiti di temperatura si pongono fra − 25 e + 90 °C con derive di temperatura approssimate di 200 kHz per grado Celsius.

Sul piano meccanico, i due tipi di diodi sono contenuti nella stessa custodia ceramica miniaturizzata, conosciuta sotto la denominazione di « custodia varactor ».

In ciò che concerne la cavità, il tipo rappresentato schematicamente nella fig. 7*a* è perfettamente adatto ai due tipi di diodi.

Citiamo la cavità posta in commercio sotto il nome d'« AKOTRON » che permette, a mezzo di 14 dimensioni di pistone, di coprire la banda *X* (8 a 12 GHz).

La sua particolarità è di possedere un pistone isolato dalla cavità ed un sistema di fissaggio del diodo che permette la sua sostituzione istantanea in caso di distruzione. In più, una regolazione a vista permette una regolazione fine della frequenza intorno a ± 150 MHz. Beninteso, l'uscita RF dell'oscillatore si effettua su di un connettore standard e l'adattamento cavità-guida può essere ottimizzato grazie ad una vite che dovrebbe permettere d'ottenere, sul carico considerato, la potenza massima dell'emettitore.

*Da Electronique et microelectronique industrielles - novembre 1971*

# Il mondo della Radio-TV

E. Aisberg - a cura di A. Banfi

**Pubblichiamo quest'articolo del nostro caro amico Eugenio Aisberg Presidente dell'Unione Internazionale della Stampa Radioelettrica e Elettronica (U.I.P.R.E.) che si intrattiene sui meriti morali della Radio-TV in favore della pace mondiale.**

La radioelettricità è nata da circa tre quarti di secolo.

Le emissioni di radiodiffusione iniziarono nei principali paesi del mondo, circa mezzo secolo fa.

La televisione, sebbene la sua concezione sia precedente all'ultima guerra mondiale, iniziò le sue emissioni regolari circa un quarto di secolo fa.

Sebbene l'avvento della radio e della TV siano abbastanza recenti, coloro che ne traggono beneficio sono molto numerosi.

Attualmente l'umanità dispone di almeno un miliardo di ricevitori radiofonici e più di 160 milioni di televisori. Ed ognuno di questi apparecchi serve a parecchie persone, generalmente a tutta una famiglia.

Ecco quindi quale prodigiosa quantità di gente ascolta la radio e contempla le immagini della televisione.

In questi settori la tecnica progredisce molto rapidamente. I radioricevitori di suoni e di immagini vengono continuamente perfezionati in ogni loro caratteristica: sensibilità, qualità sonora e visiva, sicurezza, aspetto.

Nessun'altra tecnica ha riportato progressi così impressionanti, dovuti particolarmente all'introduzione dei transistori nel 1948.

* * *

Se noi ammiriamo la rapida evoluzione della nostra tecnica, siamo ancor più profondamente commossi constatando quale influenza essa esercita sulla vita dell'umanità.

Nessuna invenzione ha tanto modificato l'evoluzione del mondo, quanto la radio e la televisione.

Durante la seconda guerra mondiale, le popolazioni dei paesi occupati erano tenute al corrente della reale situazione degli eventi, mediante l'ascolto della radio dei paesi liberi, sostenendo così il loro morale.

La Resistenza si avvaleva ugualmente e vantaggiosamente dei collegamenti radiofonici. E su quest'argomento vi sono infinite testimonianze positive.

* * *

Attualmente, la radio e la televisione avvicinano tutti i popoli del mondo.

Grazie alla riflessione delle onde corte per mezzo dello strato di Heaviside, e più recentemente grazie all'azione dei satelliti artificiali, che ricevono e ritrasmettono le onde elettromagnetiche, suoni e immagini possono essere trasmessi verso qualsiasi parte della Terra, compresi gli antipodi.

E' così che i Giochi Olimpici, che l'anno scorso si svolgevano in Giappone, hanno potuto essere contemplati direttamente, anche a colori, in tutti i paesi del mondo. Parecchie centinaia di milioni di persone vedevano contemporaneamente le stesse immagini.

Ed il collegamento radioelettrico non è neppure limitato alle dimensioni del nostro pianeta.

Quando esseri terrestri vanno a passeggiare sulla luna, noi li vediamo direttamente attravreso qualcosa come i 300 mila Km che ci separano.

Questa enorme distanza non è affatto il limite dei collegamenti possibili. In un avvenire prossimo, noi potremo vedere sugli schermi dei nostri televisori, altri pianeti del sistema solare. E in un avvenire più lontano, i nostri discendenti potranno così contemplare altre stelle ed i loro pianeti facenti parte della nostra galassia.

Non si potrà però allora parlare di una « vista diretta » perché le onde impiegheranno dei mesi od anche degli anni a percorrere le distanze che separano i loro emettitori cosmici dalla Terra.

* * *

I collegamenti che la nostra tecnica permette di assicurare fra tutti i popoli, deve necessariamente avere come felice conseguenza l'unificazione dell'umanità.

Certamente, per meglio ravvicinare tra loro gli abitanti dei paesi differenti, sarebbe utile impiegare quella lingua internazionale ausiliaria che è l'esperanto. Facile ad apprendere, poiché la sua grammatica si compone di sole 16 regole senza eccezione, perché grazie all'uso di un sistema razionale di prefissi e di suffissi è possibile partendo da un numero molto limitato di radici, formare una grande quantità di parole, questa lingua, creata nel 1887 dal dottor Zamenhof, avrebbe dovuto essere insegnata contemporaneamente in tutte le scuole del mondo.

L'impiego dell'esperanto in tutte le relazioni con gli interlocutori d'altri paesi, preserverebbe meglio la qualità di ciascuna delle lingue nazionali.

L'impiego della lingua internazionale nella radio e nella televisione semplificherebbe utilmente le emissioni internazionali.

Ma anche nello stato attuale il collegamento che i suoni e le immagini stabiliscono fra i popoli del nostro pianeta li accostano utilmente. Conoscendosi meglio fra di loro essi devono sentirsi più solidali.

Noi speriamo dunque che grazie alla espansione mondiale della nostra tecnica non vi siano mai più guerre, che un aiuto reciproco efficace si svilupperà fra diversi paesi e che l'umanità avrà sciolto il voto di nostro Signore Gesù Cristo: « amatevi tra voi ».

# Unità di oscilloscopio a doppia traccia

## Parte IV - Attenuatori e circuiti di commutazione

## Parte V - Circuiti di protezione e inconvenienti

**W. T. Cocking - a cura di A. Contoni**

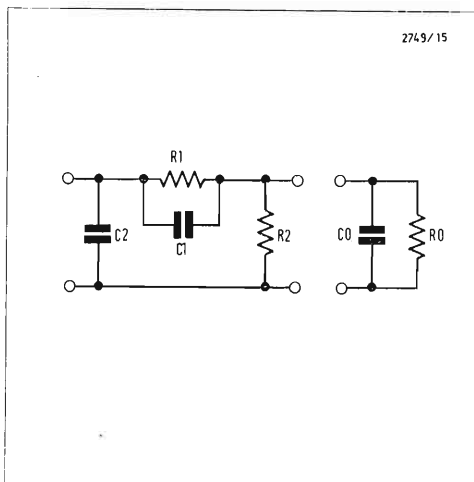
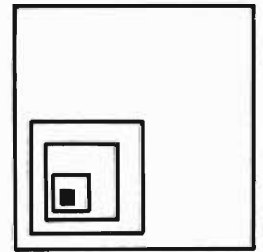
*Nella 3ª parte abbiamo trattato in grande dettaglio il progetto di un amplificatore a transistori bipolari. Si è discusso in particolare l'effetto delle tolleranze dei componenti e si sono indicate le precauzioni necessarie per evitare che l'applicazione accidentale di un'alta tensione all'ingresso possa danneggiare l'amplificatore. Occorrono naturalmente due amplificatori, uno per ciascun canale di segnale. Questi due amplificatori sono identici, salvo che uno solo porta la resistenza di carico comune di collettore per i due stadi d'uscita. Il circuito dell'amplificatore dato nella 3ª Parte è, naturalmente, solo il suo scheletro. Si era riscontrato sperimentalmente che i trasferitori di emettitore tendevano a generare oscillazioni di alta frequenza e che le resistenze di collettore, con un condensatore di fuga attraverso $V_{cc}$, erano necessarie per evitare questo inconveniente. Era pure necessario un condensatore fra la base di Tr6 e la terra, come pure occorrevano vari altri condensatori di fuga. Questi sono argomenti dipendenti in larga misura dalla disposizione costruttiva e non possono perciò essere previsti con precisione.*
*Gli amplificatori hanno ciascuno un proprio controllo continuo di guadagno con un campo minimo di regolazione di 3,33 : 1. Si ottiene un ulteriore controllo del livello di segnale mediante attenuatori commutabili precedenti gli amplificatori, nonchè mediante sonde attenuatrici ai terminali d'ingresso dei cavi. Come si è illustrato nella 1ª parte, è necessario, come prima cosa, ridurre la capacità effettiva d'ingresso, fornita essenzialmente dai cavi.*

Fig. 1 - Sezione fondamentale dell'attenuatore.

### Attenuatori

Nella 1ª parte abbiamo prospettato l'uso di una sonda a doppio campo, che, con un commutatore interno, fornirebbe due campi fondamentali di segnali di ingresso 1 V e 3 V per 1 V di uscita dall'amplificatore. Questo richiederebbe soltanto l'aggiunta di una sezione di attenuatore per dare i campi 10 V e 30 V. Il pregio di questo schema era che esso permette l'impiego di un guadagno di solo 3,33 dell'amplificatore e all'inizio del progetto noi non conoscevamo se avremmo ottenuto un guadagno di 10 volte in modo relativamente facile.
Il principale inconveniente dello stesso schema era costituito dalla difficoltà pratica di costruire la sonda con dimensioni abbastanza piccole, pure impiegando componenti normali. Un altro guaio era di avere due commutatori posti a notevole distanza per controllare il guadagno. Inoltre, era indesiderabile che ci fosse una variazione dell'impedenza d'ingresso azionando il commutatore della sonda.
Era pure risultato, come si è spiegato nella 3ª parte, che si poteva ottenere facilmente il guadagno di 10 volte. La sonda, che contiene solamente una resistenza di 900 kΩ in parallelo ad un condensatore di regolazione, ora dà, con la resistenza di entrata di 100 kΩ dell'amplificatore, una attenuazione di 10 : 1. Il guadagno di 10 volte dell'amplificatore compensa questa attenuazione e il guadagno globale è unitario. 90 cm di lunghezza del cavo coassiale ha una capacità di circa 60 pF. L'amplificatore aggiungerà almeno 10 pF e i diodi sicurezza (v. Parte 3ª) sono responsabili della maggior parte di questa capacità. L'impedenza d'entrata della sonda sarà 1 MΩ con circa 7 ÷ 10 pF.
Per tensioni d'ingresso maggiori di 1 V, sono necessari gli attenuatori, per permettere di ottenere le portate di 3 V, 10 V e 30 V. Per la portata 3 V, occorre l'attenuazione di 3 : 1; per la portata di 10 V, occorre l'attenuazione di 10 : 1 e per la portata di 30 V, essa deve essere 30 : 1 e i due attenuatori precedenti possono essere usati in cascata. Per fare ciò, ciascuna sezione di attenuatore deve avere un'impedenza d'entrata uguale a quella dell'amplificatore, quando questo è chiuso sulla stessa impedenza.
La sezione più semplice dell'attenuatore è indicata in fig. 1 con la terminazione $R_oC_o$. Poniamo $\alpha$ uguale al reciproco dell'attenuazione (cioè 3 per la sezione 3 : 1; 10 per la sezione 10 : 1), allora:

$$R_1 = R_o \frac{\alpha - 1}{\alpha} \quad \text{e} \quad R_2 = \frac{R_o}{\alpha - 1}$$

Ossia per 3 : 1 e $R_o$ = 100 kΩ, $R_1$ = 66,6 kΩ e $R_2$ = 50 kΩ; mentre per la sezione 10 : 1, $R_1$ = 90 kΩ e $R_2$ = 11,1 kΩ.
Per la giusta compensazione di frequenza, si deve avere $C_1R_1 = C_o\ (R_o \| R_2)$, il che

equivale a $C_1 = C_o/(\alpha - 1)$, quando sono soddisfatte le precedenti relazioni tra le resistenze. Poichè il cavo precede questi attenuatori, il valore di $C_o$ non è circa 70 pF come invece è per la sonda, ma è vicino a 10 pF. Quindi, nei due casi, $C_1$ sarà circa 5 pF e 1,1 pF rispettivamente. La capacità d'entrata, escludendo $C_2$, sarà $C_o/\alpha$ ossia 3,3 pF e 1 pF, e così $C_2$ deve essere $C_o$ meno questo valore.

In pratica, non si può avere $C_1$ minore di circa 3 pF, data la capacità minima del compensatore e delle altre capacità distribuite. Ciò significa che può essere necessario aumentare $C_o$ aggiungendogli capacità. Se si aumenta lo stesso $C_o$, la capacità della sonda deve pure essere aumentata, e in conseguenza risulterà aumentata anche la capacità d'entrata, il che è indesiderabile. Una possibilità diversa è di mettere in parallelo a $R_2$ una capacità fissa.

Se $C_o$ è 10 pF e si applicano 22 pF in parallelo a $R_2$ della sezione 10 : 1, la capacità $C_o$ effettiva è 32 pF e $C_1$ deve essere 32/9 = 3,55 pF, che è più accettabile. La capacità d'entrata è allora 3,2 pF, pertanto $C_2$ deve essere 10 − 3,2 = 6,8 pF per la normale capacità d'entrata di 10 pF.

Per la sezione 3 : 1, $C_1$ è 5 pF senza aggiungere capacità e $C_2$ risulta 6,7 pF. Un calcolo esatto non è fattibile, perchè nessuna capacità è nota con sufficiente precisione. Quello che si fa in pratica è di equipaggiare l'amplificatore con la sola sonda e alimentare la sonda con un'onda quadra. Si regola il compensatore della sonda per la migliore forma d'onda. Se la capacità minima del compensatore è troppo grande, si aggiunge capacità a $C_o$. Questo è poco verosimile a motivo del cavo. Se la capacità massima è troppo piccola, si aggiunge, diciamo, 10 pF ai capi del compensatore della sonda.

Inseriamo ora un attenuatore e applichiamo l'onda quadra direttamente alla sua entrata, non attraverso la sonda. Ora si regola $C_1$ dell'attenuatore; se il suo minimo è troppo grande, si aggiunge una capacità fissa ai capi di $R_2$, tentando con diversi valori finchè si trova quello che ottiene una definita regolazione di $C_1$ per l'optimum. Fatto ciò, si applica l'onda quadra all'attenuatore attraverso la sonda e si regola solo $C_2$. Di nuovo, se la capacità massima del compensatore è troppo piccola, si tentano vari valori di capacità fissa in parallelo, finchè si trova quello che permette di ottenere una regolazione definita di optimum per $C_2$. Con ciò, la capacità d'entrata viene riportata al suo corretto valore conforme alla sonda e, poichè questa era stata in precedenza regolata conformemente a $C_o$, tutto questo porta la capacità d'entrata al valore $C_o$.

Per il secondo attenuatore si adotta lo stesso procedimento. Non ci sono da fare altre regolazioni, quando le due sezioni sono usate in cascata. La risposta esatta deve essere ottenuta automaticamente.

In pratica, ciò non può accadere. La causa principale di simile seccatura è l'accoppiamento parassita fra entrata e uscita. La capacità distribuita fra l'entrata di una sezione e l'uscita dell'altra ha un notevole effetto e deve essere solo una frazione di pF. È essenziale un'efficace schermatura. È possibile usare un commutatore rotativo tripolare a 4 vie, che dia le tre portate 3 : 1; 10 : 1 e 30 : 1. Con una unica sezione, ciò è insoddisfacente, perchè la capacità parassita provoca gravi sovraelongazioni quando le due sezioni sono in cascata. Si devono perciò usare sezioni separate opportunamente schermate. Si ritiene inoltre preferibile usare commutatori separati a 2 posizioni come quelli indicati in fig. 2. Sono inserite due capacità $C_1$ e $C_2$; la prima serve a impedire un carico c.c. del circuito in prova; la seconda serve a evitare che il funzionamento dei commutatori influisca, sulla polarizzazione dello stadio d'entrata dell'amplificatore. Per una buona risposta alle basse frequenze, $C_1$ deve essere 0,22 μF, poichè inserito in un circuito di 1 MΩ; $C_2$ deve essere 2 μF, poichè il livello di resistenza è circa 100 kΩ. $C_1$ deve essere isolato per 350 V per essere sicuro di sopportare i sovraccarichi; $C_2$ può essere di un valore caratteristico di tensione molto più basso. È essenziale che questi condensatori siano completamente schermati per evitare la captazione di rumori.

Le resistenze necessarie hanno i valori 90 kΩ, 66,6 kΩ, 50 kΩ e 11,1 kΩ. Nessuno di questi valori è preferenziale (unificato). Si devono usare tipi ad alta stabilità di tolleranza ± 1%, per assicurare la tolleranza del ± 2% del rapporto di attenuazione. I valori richiesti si possono

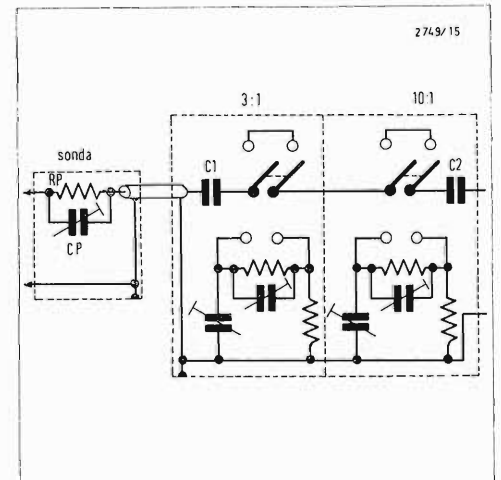
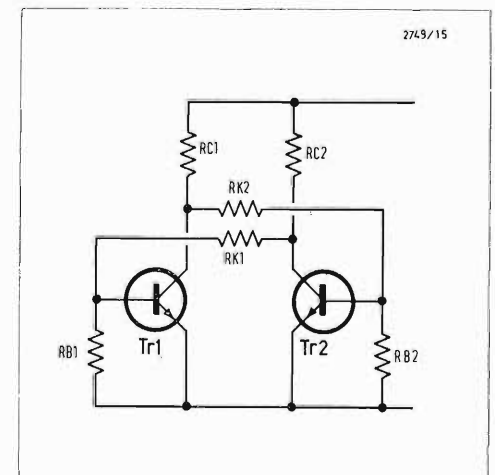



Fig. 2 - Circuito della sonda e delle sezioni dell'attenuatore.

Fig. 3 - Circuito bistabile fondamentale.

ottenere combinando tra loro valori normalizzati; così per es., due resistenze di 180 kΩ in parallelo danno 90 kΩ (e nella sonda, due resistenze di 1,8 MΩ danno 900 kΩ), due di 100 kΩ danno 50 kΩ e due da 22 kΩ danno 11 kΩ. Il valore 66,6 kΩ può essere ottenuto mettendo 120 kΩ in parallelo a 150 kΩ. Alternativamente, i valori richiesti possono spesso essere approntati facendo una vasta selezione di resistenze, ma per fare questo, occorre un punto di precisione.

## Circuiti di commutazione

Per effettuare la commutazione fra un canale e l'altro, occorre pilotare i transistori *Tr*9 nei due amplificatori da onde quadre in opposizione di fase. Queste onde sono meglio prodotte da un bistabile foggiato a un certo tipo di generatore d'impulsi. Il bistabile convenzionale di fig. 3 genera onde quadre di fase opposta ai suoi collettori, e queste onde possono essere applicate, attraverso resistenze di limitazione alle basi dei due transistori *Tr*9.

Quando un transistore in fig. 3 è passante, è saturato e il suo collettore è a circa 0,2 V; l'altro è allora bloccato, quindi non passa in esso corrente di collettore, perciò il suo collettore è alla tensione

$$V_{cc}\,\frac{R_B + R_K}{R_B + R_K + R_C}.$$

Per l'alimentazione di 12 V, si può ottenere un ampiezza di circa 10 $V_{pp}$ dell'onda quadra. I valori circuitali non sono critici.

Per commutare lo stato di un bistabile occorre un impulso negativo di blocco sulla transistore in conduzione. Questo è il punto più difficoltoso. È necessario introdurre diodi guida per assicurare che una successione di impulsi di comando venga applicata alternativamente ai due transistori, dato che ogni impulso deve essere applicato solo al transistore attualmente in conduzione. Il dispositivo circuitale è indicato in fig. 4 e l'azione di guida è largamente dipendente dai condensatori $C_1$ e $C_2$.

Consideriamo lo stato stabile con *Tr*1 conduttivo e *Tr*2 bloccato. Se questa condizione persiste per un tempo abbastanza lungo, l'analisi è facile. Il collettore di *Tr*1 è a 0,2 V o pressappoco, mentre la base è intorno a 0,7 V; *Tr*1 è saturato. (Si noti per inciso che tutti i valori qui riportati sono approssimativi; diciamo questo per evitare di dover continuamente aggiungere « circa »). Il diodo $D_1$ allora ha ai suoi capi 0,5 di tensione diretta ed è vicino, se pure non lo è già, alla conduzione. Il potenziale della placca a destra (sul disegno di fig. 4) di $C_1$ è 0,2 V. Poichè la base di *Tr*2 è a terra ed il suo collettore è a 10 V, *Tr*2 non è passante e $D_2$ ha 10 V di polarizzazione inversa e la placchetta a destra di $C_2$ è a 10 V. Un impulso negativo di comando di diciamo, ampiezza 4 V viene applicato alle placchette a sinistra di entrambi i condensatori, e detto impulso appare pure alle placchette di destra. Ciò fa cadere la tensione ai capi di $D_2$ da 10 V a 6 V, ma il diodo rimane bloccato e non viene applicata tensione alla base di *Tr*2. Se il generatore d'impulsi è di bassa impedenza, $D_1$ conduce e rende negativa la base di *Tr*1 con l'ampiezza dell'impulso e così interdice *Tr*1. Se il generatore non è di bassa impedenza, l'ampiezza dell'impulso viene ridotta dalla bassa resistenza d'ingresso di *Tr*1, che è in conduzione.

Poniamo che *Tr*1 sia interdetto, la sua tensione di collettore aumenta e porta *Tr*2 in conduzione. L'azione è cumulativa e si instaura in una maglia chiusa a reazione positiva. La velocità di transizione è governata dalla resistenza del circuito e dalle capacità parassite. Alla fine, le condizioni iniziali vengono rovesciate e si ha *Tr*1 interdetto e *Tr*2 conduttivo. però le cariche di $C_1$ e $C_2$ rimangono invariate; $C_1$ è ancora a 0,2 V con il collettore di *Tr*1 a 10 V e $C_2$ è a 10 V con il collettore di *Tr*2 a 0,2 V. I condensatori ora si caricano e scaricano attraverso $R_{D1}$ e $R_{D2}$ finchè $C_1$ raggiunge 10 V e $C_2$ 0,2 V. In ogni caso, intercorrono 9,8 V; il tempo necessario per questa variazione è approssimativamente 3 $R_DC$. Valori tipici sono $C$ = 0,001 µF e $R_D$ = 22 kΩ, perciò il tempo è 66 µs.

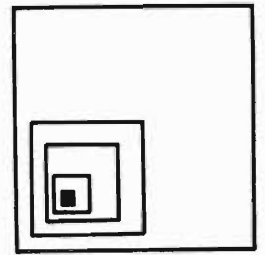
Se si vogliono rappresentare sulla traccia dell'oscilloscopio tre cicli di segnali, il periodo del segnale è 22 µs per questa condizione, perciò la sua frequenza è 45 kHz.

Non è necessario che l'intervallo fra gli impulsi successivi di comando debbano essere lunghi 3 $R_DC$. Se esso è più breve la carica e la scarica saranno meno complete e la differenza fra le tensione ai due condensatori sarà minore. Può darsi che la differenza sia troppo piccola per il corretto funzionamento dei diodi guida e il bistabile si rifiuterà di cambiare stato. È normalmente bene lavorare con un intervallo fra gli impulsi di comando eguale alla costante di tempio, cioè 22 µs per i valori precedentemente adottati. Ciò consentirà di rappresentare tre cicli di segnale fino a 135 kHz.

In pratica, è risultato difficoltoso generare un'onda quadra avente la durata di un semiciclo minare di 25 µs, anche modificando la costante di tempo del circuito pilota. Questo corrisponde alla frequenza di ripetizione degli impulsi di comando di 40 kHz e, se il circuito è comandato dalla base tempi dell'oscilloscopio, corrisponde alla frequenza della base tempi. A frequenze più basse, il comando rimane buono senza variazione della costante di tempo. Allora, per la rappresentazione di tre cicli, l'eccitazione dell'oscilloscopio può essere usata solo per frequenze fino a 120 kHz. Per frequenze di segnale più alte o si devono rappresentare più cicli, o si deve adottare un comando non sincronizzato, come si è spiegato nella 1 - parte. Il generatore d'impulsi per questa situazione è ancora limitato a 40 kHz.

Per rappresentare tre cicli di un segnale a 50 Hz, la frequenza della base tempi deve essere 16,66 Hz. La scintillazione avverrà inevitabilmente e diverrà proibitiva con la doppia traccia, poichè la frequenza di ripetizione è solo 8,33 Hz Questa difficoltà viene superata adottando una condizione non sincronizzata con una frequenza di commutazione molto più alta della frequenza del segnale. Si avrà una buona riproduzione con un rapporto di circa 100 : 1, che rende la frequenza minima del generatore d'impulsi pari a circa 500 Hz.

Inoltre è opportuno estendere il campo in basso a circa 100 Hz per i casi, nei quali sia impossibile comandare il commutatore con la base tempi dell'oscilloscopio. Il campo di frequenze necessario è allora 400 : 1, che può facilmente essere ottenuto in tre portate.

Prima di considerare il generatore d'impulsi, c'è un altro argomento, che deve essere trattato. Bisogna avere un generatore di onde quadre per regolare i condensatori compensatori della sonda e gli attenuatori. Questa regolazione non può essere fatta facilmente senza tale generatore. Occorre inoltre una forma d'onda

piuttosto buona. Poichè l'apparecchio richiede un generatore di onde quadre per la commutazione, la miglior cosa da fare è di adattarlo anche per le regolazioni degli attenuatori. Ciò significa che l'onda quadra deve essere più esente da piccole imperfezioni di quanto sia necessario per la commutazione e che ci devono essere uscite a livelli adatti di tensione I semicicli positivi sono generalmente alquanto influenzati dalle correnti di carica dei condensatori di guida. Il rimedio più semplice è di aggiungere una coppia di diodi agganciatori, $D_3$ e $D_4$ indicati in fig. 5. Questi sono ritornati ad una tensione minore di $V_{cc}$, che è stabilizzata dal diodo zener $D_5$; fintanto che una tensione di collettore è minore di $V_z$, il diodo corrispondente non entra in gioco; ma quando essa si avvicina a $V_z$, il diodo conduce e blocca la tensione di collettore a $V_z$. Si forma così un percorso di bassa impedenza per le correnti di carica dei condensatori. Inoltre, l'ampiezza dell'onda quadra è ora strettamente determinata da $V_z$ ed è indipendente da $V_{cc}$.
Ciò rende più facile che abbia luogo qualche condizione pericolosa per *Tr*9.
Il secondo requisito, cioè quello dei vari livelli di uscita, si realizza facilmente dividendo la $R_C$ di un transistore in diverse resistenze in serie; le varie uscite appariranno alle giunzioni di dette resistenze. Con un diodo zenor di 4,7 V, l'ampiezza dell'onda quadra è normalmente 4,5 V, più la caduta nel diodo agganciatore, che è circa 0,6 V, ossia 5,1 V in totale.

Usando solo la sonda, risulta all'incirca giusta un'ampiezza di circa 0,45 V. La stessa ampiezza è necessaria con l'uso dell'entrata all'amplificatore stesso e di un attenuatore 10 : 1. Con l'attenuatore 3 : 1, occorrono solo 0,135 V. Usando la sonda e l'attenuatore 3 : 1, abbiamo bisogno di 1,35 V; mentre con l'attenuatore 10 : 1 e la sonda, ci occorrono 4,5 V. Quando sono in circuito la sonda ed entrambi gli attenuatori ed applichiamo 4,5 V, otterremo sull'oscilloscopio solo 0,15 V. Non ci sono regolazioni in questo campo, e sebbene l'ampiezza sia piuttosto piccola, è sufficiente a controllare che niente d'importante vada male.
I rapporti di tensione richiesti sono: 1 : 1; 3,33 : 1; 10 : 1 e 33,3 : 1. Allora i rapporti di resistenza occorrenti sono: 0; 2,33 : 1; 9 : 1; 32,3 : 1.

Non possiamo sperare di realizzare esattamente questi valori, ma non è necessario, perchè ogni tensione farà la sua funzione, anche se è grossolanamente vicina al valore giusto. Una serie di resistenze di 68 Ω, 180 Ω 680 Ω e 1,2 kΩ fa un totale di 2,128 kΩ, che viene ragionevolmente approssimato da una resistenza di 2 kΩ per gli altri transistori. Con ciò si ottengono 5,1 V; 2,12 V; 0,569 V e 0,155 V con la tolleranza del ± 10% usando resistenze al ± 5% e tenendo conto di un extra ± 5% per la tolleranza sullo zener. Sperimentalmente abbiamo ottenuto 5,2 V; 2,5 V; 0,66 V e 0,18 V in un caso particolare. Sperimentalmente, con una capacità base di 150 pF più le capacità parassite e con una resistenza totale variabile da 22 kΩ a 250 kΩ, la frequenza dell'onda quadra (a metà della frequenza del dente di sega) è risultata variabile da 7,95 kHz a 71,5 kHz. Aggiungendo 1 nF, si è trovato 920 Hz ÷ 9 kHz e aggiungendo 10 nF la frequenza è diventata 120 ÷ 1430 Hz.
Ritornando ora al generatore d'impulsi, il più semplice è un unigiunzione ed il circuito è mostrato in fig. 6. Tre condensatori ed un commutatore selettore forniscono i tre campi di frequenze e la resistenza variabile fa si che la frequenza possa essere regolata ad un qualsiasi valore richiesto entro i detti tre campi. Un interruttore nella linea di alimentazione permette di sganciare l'oscillatore quando si desideri sbloccarlo con la base tempi dell'oscilloscopio.

Un dente di sega di polarità positiva appare ai capi della capacità, appaiono pure un impulso positivo ai capi della resistenza di 22 Ω ed un impulso negativo ai capi della resistenza di 100 Ω. Nessuno dei due impulsi sfortunatamente è utile per comandare il bistabile. Questo si comanda meglio con il tratto di ritorno negativo del dente di sega.
Se si tenta di comandarlo direttamente collegando $C_1$ e $C_2$ con il condensatore di fig. 6, ne può derivare un danno. Le correnti di carica di $C_1$ e $C_2$ influenzano la corrente di carica in fig. 6 in modo diverso nei cicli successivi. I denti di sega successivi hanno ampiezze differenti e diverse durate e l'onda quadra finale non ha più le semionde uguali (rapporto 1 : 1 fra l'impulso quadro e l'intervallo di tempo fra la sua fine e l'inizio dell'impulso successivo). È perciò necessario

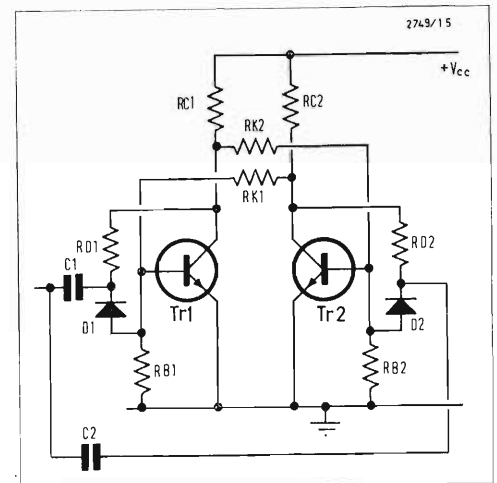



Fig. 4 - Bistabile con aggiunti i diodi guida $D_1$ e $D_2$.

Fig. 5 - Bistabile elaborato comprendente i diodi agganciatori $D_3$ e $D_4$.

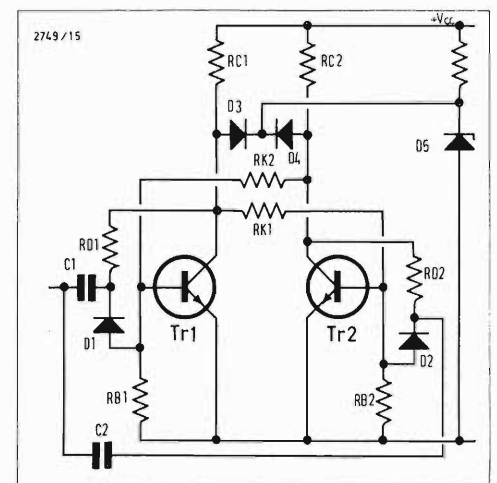
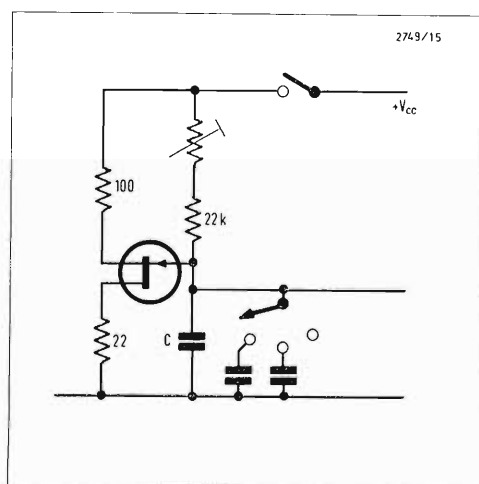



Fig. 6 - Generatore di denti di sega con transistore unigiunzione.

uno stadio separatore per isolare i due. Questo deve avere un'alta impedenza d'entrata (> 1 MΩ) ed una bassa impedenza di uscita.

Per funzionamento mediante la base tempi dell'oscilloscopio è necessario un segnale di uscita a dente di sega e questo può essere di polarità positiva o negativa. Con il modello Marconi da noi usato, tale dente di sega è di circa 8 V di senso negativo. Allora è necessaria un'inversione di fase.

Abbiamo trovato sperimentalmente che un unigiunzione *p−n* TIS43 produceva un dente di sega di 6,2 V di ampiezza, il picco essendo 7,5 V sopra la massa. Quindi la capacità si scarica a 0,7 V. Un trasferitore di emettitore con un carico di 10 kΩ può dare una resistenza di entrata di oltre 1 MΩ.

Un transistore *p−n−p* va meglio di uno *n−p−n* in questo caso, perchè noi desideriamo usare il fianco negativo del dente di sega per effettuare il comando. Il transistore *p−n−p* può convogliare una forte corrente per alimentare un carico capacitivo, o più verosimilmente, la bassa impedenza del transistore passante che è stato sbloccato dal comando.

Un transistore *n−p−n* con il fianco discendente dell'impulso di controllo è probabile che vada all'interdizione in questa condizione. Tutto quello che occorre come separatore fra i circuiti di fig. 5 e di fig. 6 è il semplice dispositivo di fig. 7. Questo circuito assorbe una corrente media di 0,35 mA. I requisiti per sbloccare il bistabile mediante la base tempi dello oscilloscopio sono alquanto diversi in dipendenza del particolare strumento usato. Se si dispone di un dente di sega di polarità positiva, o se questo può facilmente essere ottenuto, conviene ridurlo all'ampiezza di 6 V mediante un divisore di tensione. Nella maggior parte dei casi, allora può essere applicato a $C_1$ e $C_2$ di fig. 5.

Se è a disposizione solo un dente di sega negativo, come nel caso dell'oscilloscopio della Marconi Instruments che noi abbiamo usato, occorre un'inversione di fase, come si è detto. Il dente di sega è di 8 V di ampiezza e proviene dalla bassa impedenza di un trasferitore catodico. Se si tenta di usare il circuito di fig. 7 con una resistenza di collettore, con entrambe l'entrata e l'uscita commutate. Il circuito non funzionerà, inoltre,

Fig. 7 - Transferitore di emettitore per isolare il generatore di denti di sega dal bistabile.

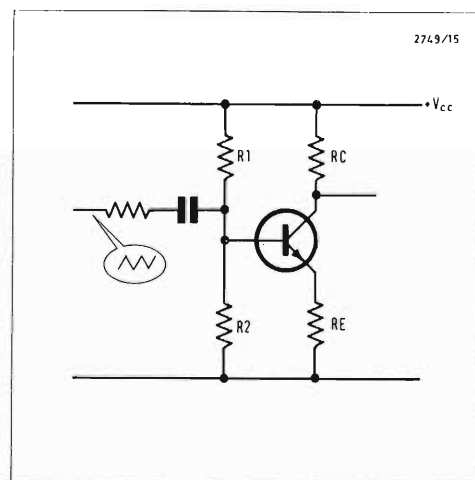
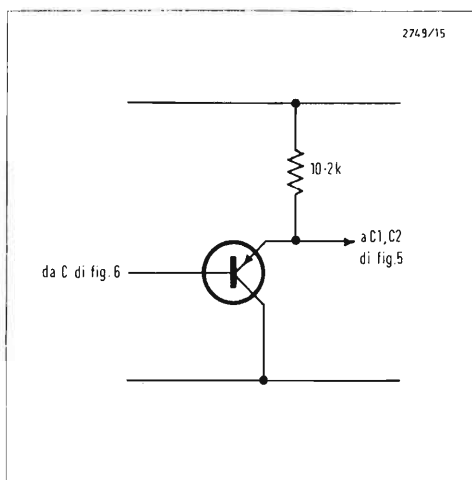



Fig. 8 - Invertitore di fase da usare con dente di sega di polarità negativa.

Fig. 9 - Circuito di invertitore pratico di fase.

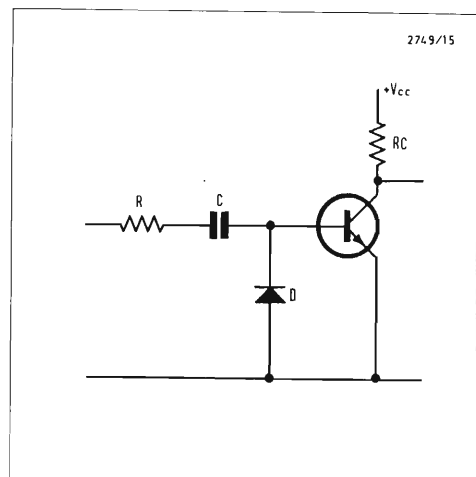
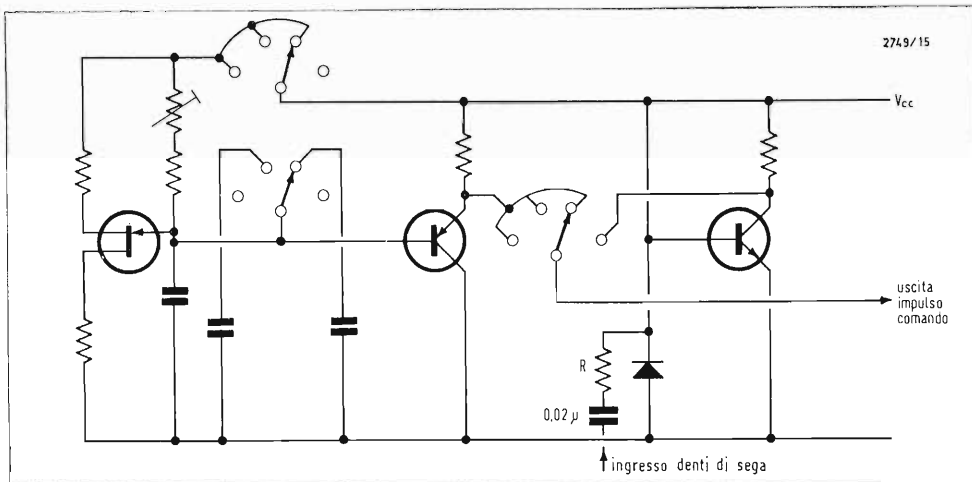
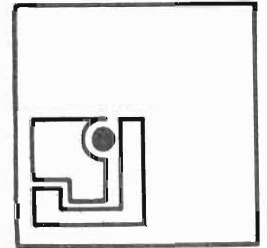



Fig. 10 - Generatore di denti di sega, trasferitore di emettitore e invertitore di fase per sincronizzazione dell'oscillografo a raggi catodici; sono pure mostrate le commutazioni necessarie.

lo stadio dovrebbe dare 12 V di uscita totale e richiederebbe un'alimentazione di almeno 14 V, mentre possiamo disporre solo di 10,5 V o meno se occorre un disaccoppiamento. Ancora, la condizione della polarizzazione dovrebbe essere modificata. Ne verrebbe coinvolta anche la commutazione ed è perciò più semplice e più economico usare un transistore separato. Poichè il dente di sega è prelevato dall'oscilloscopio e presumibile che sia buono, perciò il suo valore medio sarà prossimo alla metà della sua ampiezza di punta. Con un accoppiamento capacitivo d'entrata si richiede una polarizzazione del transistore nel punto medio.

Per l'inversione di fase occorre uno stadio con emettitore a massa e la cosa più ovvia da fare è di usare il dispositivo di fig. 8. Ma esso non può funzionare. Le condizioni di c.c. in presenza di un segnale sono molto diverse da quelle puramente statiche. C'è un effetto di ricomposizione di c.c. alla base, che provoca questo fatto.

Come si vedrà in seguito, è necessario un diodo di protezione ai capi di $R_2$, con il suo anodo messo a massa e ne risulta che il dispositivo più semplice è quello mostrato in fig. 9. Qui $C$ è il condensatore di accoppiamento ed $R$ viene scelto conformemente all'oscilloscopio particolare usato; $D$ è il diodo di protezione, che salva dalle entrate negative eccessive. Questo diodo e il tratto base-emettitore del transistore formano due diodi in opposizione. Se l'entrata non è molto piccola, essi conducono alternativamente e la loro tendenza a reinserire c.c. agiscono appostamente e tendono a cancellarsi. Il circuito agisce con un crudo sezionatore; si ottiene una uscita dal transistore ogni qual volta esso conduce. Ad onta di questa semplicità, il circuito funziona egregiamente.

Il generatore di dente di sega unigiunzione con il suo trasferitore di emettitore e l'invertitore di fase per il comando dell'oscillografo a raggi catodici sono indicati in fig. 10 insieme con le necessarie commutazioni.

## Parte 5ª - Circuiti di protezione e inconvenienti

Nella Parte 3- si è discusso come gli amplificatori possano essere protetti ai loro ingressi contro il pericolo di gravi sovraccarichi. Le entrate sono i punti più vulnerabili, perchè è facilissimo collegare la sonda ad un punto pericoloso del circuito, che si sta esaminando. Si è dimostrato, e confermato con prove pratiche, che una coppia di diodi polarizzati in parallelo alle entrate può provvedere a proteggere contro tensioni d'ingresso fino a $\pm$ 360 V, che sono un po' di più del valore di punta della tensione di rete 240 $V_{eff}$.

È d'altronde, assicurare noi stessi che l'unità non possa essere danneggiata dai suoi collegamenti all'oscilloscopio. Ci sono tre connessioni fra l'unità e l'oscilloscopio, che devono essere considerate. Esse sono:

*a*) il segnale applicato all'entrata $Y$;
*b*) il segnale applicato al terminale di sincronizzazione esterna;
*c*) il segnale di comando proveniente dalla base tempi.

I danni che possono verificarsi in pratica dipendono dal particolare oscilloscopio impiegato e generalmente sono più gravi quando questo è a tubi elettronici. Non è possibile considerare dettagliatamente tutti i tipi di oscilloscopi con i quali l'unità può essere usata, quindi noi tratteremo in particolare solo gli strumenti Marconi TF1330, oscilloscopi a tubi elettronici. La fig. 11 mostra in forma semplificata lo stadio d'entrata dell'oscilloscopio. Tale circuito è un trasferitore catodico con la sua resistenza di catodo ritornata al $-$ 150 V. Il condensatore di accoppiamento d'ingresso è 0,25 µF e la resistenza di fuga di griglia è 1 MΩ. Un attenuatore a molte portate è inserito fra $C_g$ ed $R_g$, ma qui non lo considereremo. Sul lato sinistro di fig. 11 sono pure mostrati gli stadi di uscita degli amplificatori dell'unità a doppia traccia.

Il pericolo incombente è che quando l'unità è connessa all'oscillografo, il condensatore $C_g$ di accoppiamento può essere caricato fino a 500 V positivi o negativi in seguito a qualche precedente recente uso dell'oscilloscopio. Il limite massimo accettabile per il collettore del BC107 è 45 V. La carica attraverso $C_g$ può essere costituita da una batteria $V$ in serie con esso ed il circuito equivalente (senza $V_1$) è riportato in fig. 12a). La corrente scorre nella direzione indicata e inizialmente vale:

$$I = \frac{V - 12}{R_C + R_g} \simeq \frac{V}{R_g}$$

e

$$V_C = 12 + R_C I = 12 + \frac{R_C}{R_C + R_g} \cdot (V - 12).$$

Con
$V = 500$ V, $R_C = 330\ \Omega$
e
$R_g = 1\ \text{M}\Omega$
si ha

$$V_C = \frac{12 \cdot 10^6 - 0{,}165 \cdot 10^6}{1.000 \cdot 330} \simeq$$

$$\simeq 11{,}835 \text{ V}.$$

La variazione di tensione sul transistore provocata dalla carica di $C_g$ è solo 0,165 V La tensione si è localizzata quasi interamente ai capi di $R_g$ e non c'è alcun pericolo per *Tr*8. La griglia di $V_1$ diviene negativa rispetto la massa di quasi 500 V e quindi negativa rispetto al suo catodo di circa 350 V. Questo sembra piuttosto forte, ma è una questione, che riguarda il progettista, dell'oscilloscopio e non è affare nostro.

Se si inverte la polarità della tensione *V*, la situazione rimane la stessa, salvo che la griglia di $V_1$ è ora pilotata positivamente e $V_1$ sarà quasi certamente portata in corrente di griglia.

Supponiamo che lo spazio griglia-catodo abbia resistenza trascurabile; il circuito equivalente allora assume l'aspetto di fig. 12b). Ora, si ha:

$$V - 12 = (R_C + R_g)\, I_1 - R_g I_2$$

$$150 = - R_g I_1 + (R_g + R_1 + R_K)\, I_2$$

$$V_C = 12 - R_C I_1,$$

da cui

$$V_C = 12 - V + 150 \frac{R_-}{R_g + R_1 + R_K} -$$

$$- 12 \cdot \frac{R_C}{R_C + \dfrac{R_g(R_1 + R_K)}{R_g + R_1 + R_K}} =$$

$$= 10{,}26 \text{ V}$$

con i valori assegnati.

Allora non occorre prendere precauzioni contro una carica residua di $C_-$. Consideriamo ora il segnale di sincronismo di uscita dell'amplificatore applicato al terminale di sincronizzazione esterna dell'oscilloscopio. Le condizioni sono invero molto simili. I segnali vengono applicati o direttamente, o attraverso un condensatore al trasferitore catodico funzionante mediante le alimentazioni + 150 V e − 150 V. C'è una resistenza di fuga di griglia di 1 MΩ e una resistenza di arresto di griglia di 470 kΩ. In questo caso, il condensatore è previsto per soli 400 V, perciò non si ritiene che al suo terminale di sincronizzazione venga applicata una tensione forte come alle entrate *Y*.

Nell'unità di doppia traccia, le resistenze di accoppiamento fra collettore di *Tr*1 e + $V_{cc}$ assommano a circa 700 Ω, che è quasi il doppio di quelle in *Tr*8. Le variazioni di $V_C$ erano prima + 0,165 V e − 1,74 V. Alla peggio, ora esse sono circa il doppio. Una volta ancora, perciò, non occorrono precauzioni.

Ora dobbiamo considerare l'uscita a denti di sega dell'oscilloscopio. Essa è circa 8 $V_{pp}$ e proviene da un trasferitore di catodo. C'è una resistenza di catodo di 22 kΩ ritornata a − 150 V e l'anado è connesso al + 150 V.

Il livello c.c. dell'uscita è circa 2 V sopra la massa per le varie portate, ma sale a 11 V se il commutatore è disposto in modo da escludere la base tempi. È allora necessario un condensatore di accoppiamento nell'unità. L'oscilloscopio contiene un interruttore di tempo di ritardo, che permette ai filamenti dei tubi di raggiungere la temperatura di regime di funzionamento, prima che venga applicata l'alta tensione. Quindi nulla di pericoloso può avvenire all'atto dell'accensione. Se il filamento del trasferitore catodico s'interrompe, il terminale di uscita va a − 150 V. Se il guasto avviene durante il funzionamento, la variazione avverrà abbastanza lentamente da permettere alla carica del condensatore di seguirla e nessun danno ne deriverà. Ma se il tubo elettronico si è guastato in precedenza e l'oscilloscopio viene acceso col tubo guasto, la chiusura dell'interruttore di ritardo applica − 150 V istantaneamente al terminale di uscita e le conseguenze possono essere disastrose.

Un diodo di protezione, come indicato in fig. 13, è allora necessario. Se *R* è zero, trascurando la resistenza del diodo, un guasto del tubo elettronico, darà luogo ad una corrente in *D* di quasi 150/22 ≃ 6,8 mA, e la base del transistore sarà agganciata a circa 1 V sotto la massa.

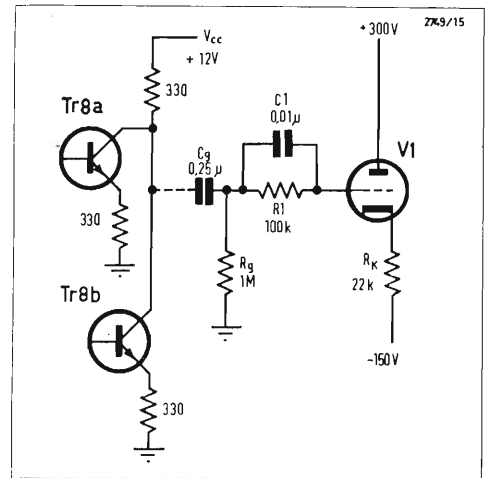



Fig. 11. - Stadio di uscita e circuiti d'ingresso di un generico oscilloscopio.

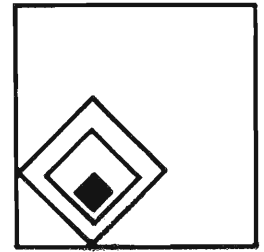
Il transistore allora s'interdirà ed il suo emettitore sarà al potenziale di terra. In pratica, *R* è molto grande, forse 15 kΩ e la corrente di sovraccarico è corrispondentemente più piccola.

## Errori di progetto

Abbiamo detto nella 1- Parte che avremmo discusso gli errori di progetto, nonchè i pregi. Ad onta dell'esito felice delle prove al banco, quando il campione finale è stato ultimato, molte pecche si resero palesi. Queste erano:

1. eccessiva interferenza fra i canali;
2. scarsa risposta in alta frequenza;
3. eccessiva fuga termica negli stadi differenziali.

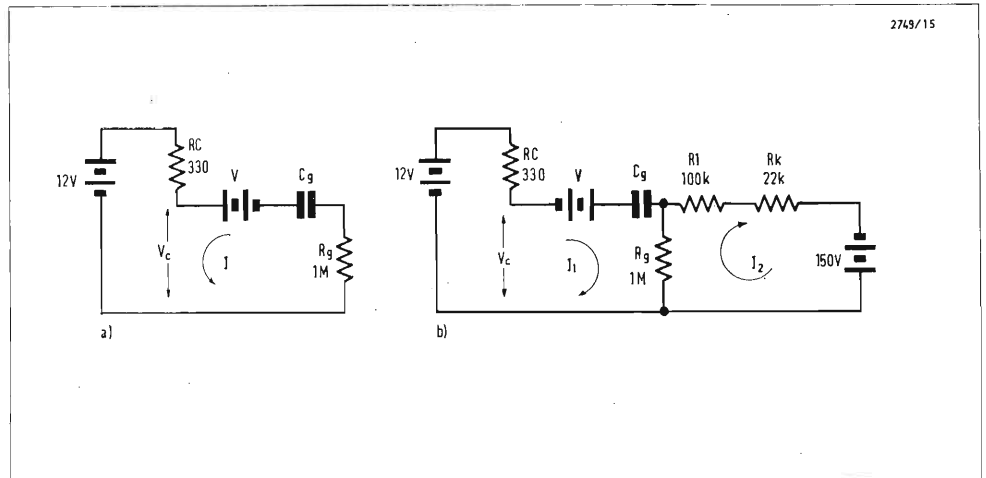
Esaminando questi tre punti nell'ordine, cominciamo col dire che con un segnale applicato ad un canale e nessun segnale all'altro canale, si otteneva un'uscita apprezzabile dal secondo, uscita che era notevolmente distorta. Un rapido esame dimostrò che la distorsione sorgeva nell'amplificatore di sincronismo. Ciò che avevamo trascurato era l'effetto della capacità del cavo più la capacità d'entrata dell'oscilloscopio, forse 40 pF in tutto. Sapevamo bene che tale capacità c'era, ma sapevamo anche che la bassa impedenza di uscita dell'amplificatore di sincronismo avrebbe evitato che essa potesse influire apprezzabilmente sulla risposta in frequenza. Quello che avevamo dimenticato era che l'amplificatore avreb-

be dovuto essere capace di fornire una corrente di uscita molto più grande alle frequenze alte per sviluppare la tensione di uscita ai capi della capacità. La sua incapacità a dare questa corrente era la causa della distorsione. Qualche semplice conto dimostrò che erano necessarie correnti circa tre volte quelle medie originali, pertanto abbiamo ridotto tutte e tre le resistenze ai valori normalizzati più vicini ad un terzo di quelli originali. Ciò rimediò alla distorsione.

Il fatto che l'onda distorta si manifestava con un'interferenza nell'altro canale e che inoltre produceva una certa distorsione nel canale desiderato, indicava che il segnale era stato prelevato dall'amplificatore di sincronismo. Esso era montato su una delle basette principali dell'amplificatore. Quando abbiamo cambiato le resistenze, perciò, lo abbiamo tolto da questa basetta e gli abbiamo dato una piccola basetta separata sua propria. Queste variazioni guarivano la distorsione ma persisteva ancora la diafonia tra i canali. Esperimenti fatti hanno dimostrato come essa fosse largamente dipendente dal modo in cui erano eseguite le messa a terra delle basette, quindi abbiamo cominciato a provare a variare i diversi fili e punti di collegamento. Alcuni la riducevano, altri l'aumentavano e l'effetto dipendeva dalla frequenza.

Un accorgimento che avrebbe radicalmente eliminato l'interferenza per una frequenza, l'avrebbe peggiorata ad una altra frequenza.

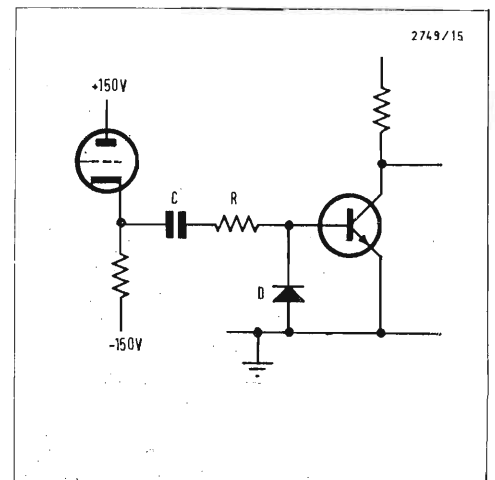
Quanto accadono questo genere di cose, normalmente c'è un solo rimedio, usare grossi conduttori di massa tutti saldati ad un unico punto del telaio.

I due innesti coassiali d'entrata erano necessariamenti posti a massa sul pannello frontale. I conduttori di massa sono stati saldati a ciascuno di questi zoccoli e portati nelle sezioni di entrata degli attenuatori e da qui alle sezioni di uscita e finalmente al $-V_{cc}$ in ciascuna basetta degli amplificatori. In sostanza, perciò, ogni amplificatore era posto a massa solo allo zoccolo d'entrata del cavo coassiale. Ciò è risultato molto soddisfacente. Il disturbo si orginava ai terminali di uscita dove si dovevano applicare le alimentazioni.

C'erano tre zoccoli coassiali di uscita sul pannello e vicini tra loro, uno per il segnale di uscita, uno per l'uscita del segnale di sincronismo, e il terzo per l'entrata della base tempi. La miglior cosa da fare risultava il fare dell'uscita del segnale di sincronismo il punto di terra. L'amplificatore di sincronismo è stato allora montato verso il punto di terra con un conduttore di massa di 13 mm. Si è ripiegato ad U un pezzo di filo calibro 16 e si è saldato il suo punto di mezzo a questo punto di terra e i due bracci ai terminali $V_{cc}$ sulle basette degli amplificatori. Il conduttore negativo dell'alimentazione è stato connesso a questo stesso punto.

L'aggiunta di 0,1 μF attraverso i terminali di alimentazione di ciascuna basetta ha ridotto notevolmente e ulteriormente la diafonia. È risultato impossibile eliminarla completamente sopra circa 5 MHz ed era troppo piccola da potersi misurare con precisione. Alla fine è stata ridotta a meno di 1/21 del segnale di uscita principale.

Ritornando ora alla risposta in alta frequenza, l'amplificatore originale sperimentale ha dato subito una risposta di − 6 dB a 10 MHz. Avendo fissato il guadagno uguale a 10 volte mediante una resistenza di 100 Ω preregolata, la risposta si era ridotta a − 8,4 dB a 9,6 MHz e con il controllo principale di guadagno al minimo, la risposta era solo di − 12,6 dB. Presentivamo che la risposta non sarebbe potuta essere così buona nel modello finale, perchè la capacità poteva essere molto maggiore, a motivo della qualità delle basette e dei componenti disposti vicini, rispetto al più spazioso modello sperimentale. Però non ci aspettavamo niente di simile.

Fig. 12 - Circuiti equivalenti per carica iniziale positiva (*a*) e negativa (*b*) della capacità d'entrata dell'oscilloscopio.

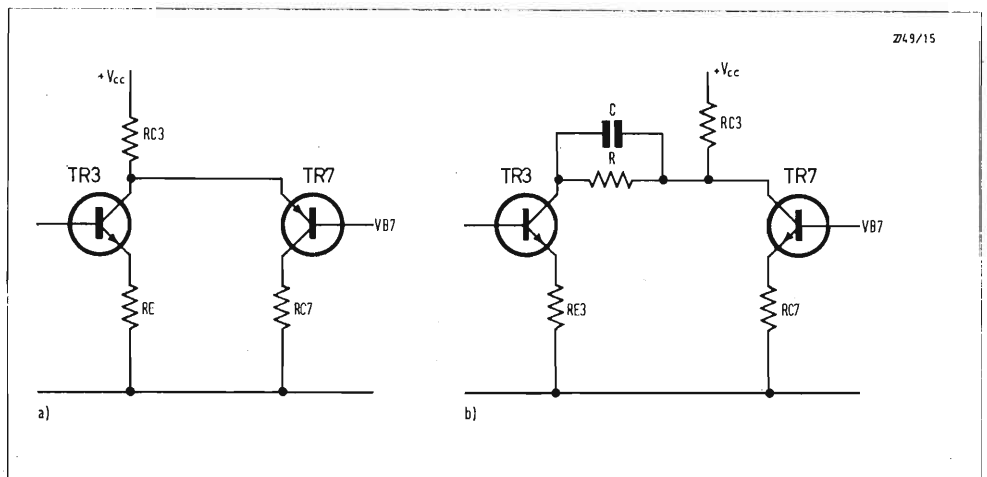
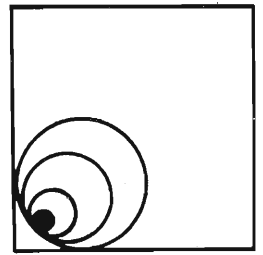
Fig. 13. - Circuito di uscita del dente di sega dell'oscilloscopio ed entrata dell'invertitore di fase.

La sola altra differenza riguarda le resistenze variabili. Il modello sperimentale aveva una resistenza fissa invece di una preregolabile ed il controllo di guadagno era del tipo a pista ad impasto, mentre ora usavamo resistenze a filo. Si è pensato che l'induttanza degli avvolgimenti fosse probabilmente responsabile ed una prova ha dimostrato che avevamo ragione. Con le resistenze ad impasto, la risposta era di − 8,4 dB a 9,6 MHz. Abbiamo adattato resistenze a filo, perchè erano più facilmente reperibili di quelle a pista ad impasto nei valori bassi e avevamo fin dall'inizio ritenuto che esse potessero influire sulla risposta in frequenza, ma non ci si aspettava che l'effetto fosse così grande. Malgrado le cure prese durante la progettazione, si è trovato che il modello finale soffriva di eccessiva deriva nello stadio differenziale. La deriva globale fondamentale era perfettamente soddisfacente, ma la deriva del differenziale faceva sì che il controllo di guadagno alterasse la posizione della traccia sullo schermo. Dopo accurato bilanciamento, alterando il guadagno sul suo intero campo, si è arrivati a che la tensione di uscita di spostamento era fino a 120 mV. Poichè il normale segnale di uscita è 500 mV, questo è quasi un quarto dell'ampiezza del segnale. Esso ammonta a 12 mV fra gli emettitori di *Tr*3 e *Tr*4. Si è pensato sulle prime che fosse provocato dalla dissipazione di collettore di *Tr*3 e *Tr*4, perchè i circuiti di collettore non sono simili. Se la temperatura ambiente aumenta, deve pure aumentare la temperatura della giunzione. Questo riduce la $V_{BE}$ e fa aumentare la $I_C$. Se $V_{CE} > V_{cc}/2$, come nel nostro caso, la dissipazione di collettore aumenta ulteriormente e la temperatura della giunzione aumenta di nuovo. C'è un effetto di reazione positiva. In seguito alla diversità dei circuiti di collettore di *Tr*3 e *Tr*4, l'entità dell'effetto non sarebbe la stessa e così provocherebbe uno squilibrio. Se $V_{CE} < V_{cc}/2$, un aumento della corrente di collettore *riduce* la dissipazione di collettore e si verifica un effetto di reazione negativa. Ciò non eviterebbe un effetto differenziale fra i transistori, ma ridurrebbe grandemente la sua ampiezza. Questo era una cosa facile da provare, poichè richiedeva solo l'inserzione di una resistenza di 2,7 kΩ con in parallelo 1 nF fra il collettore di *Tr*3 (e *Tr*4) ed il resto del circuito come indicato in fig. 14. Sfortunatamente, la prova non ha indicato una differenza apprezzabile. Qualche conticino allora ha dimostrato che la variazione della dissipazione di collettore necessario per provocare la variazione di tensione osservata era molto più grande di quella che può verificarsi attraverso questo meccanismo.

Abbiamo poi osservato che dopo il normale periodo di assestamento iniziale, la deriva risultava molto piccola se l'unità veniva lasciata completamente indisturbata sul banco. Se invece noi usavamo l'unità e specialmente se alla fine lo lasciavamo acceso, grandi e variabili derive avvenivano in pochi minuti. Questo ci ha dato l'indizio di ciò che stava accadendo.

L'unità non era in una custodia ed era soggetta alle condizioni ambientali. Le perturbazioni d'aria provocate dai nosti movimenti attorno ad essa influiva diversamente sulle due parti dell'amplificatore differenziale. Per comprovare questo punto di vista, abbiamo costruito una scatoletta di cartone con un lato aperto e l'abbiamo messa sopra i 6 transistori dello stadio differenziale. La scatola era ben lontana dal costituire una chiusura perfetta, perchè non si adattava bene e su di un lato c'erano i fori nella basetta dei terminali. Tuttavia essa ha prodotto un grande miglioramento: lo spostamento si riduceva a poco più dello spessore della traccia.

La scatola non solo schermava i transistori dalle variazioni ambientali, ma tendeva anche ad equalizzare le temperature ambiente di tutti i transistori in essa contenuti. Allora abbiamo applicato la scatola ad uno solo dei due amplificatori differenziali, per avere un immediato confronto sul suo effetto.

Poi abbiamo provato a mettere l'unità nella sua custodia insieme con l'alimentatore. La custodia aveva aperture di ventilazione della forma usuale, ma queste nel nostro caso non davano una buona ventilazione, perchè erano di forma inadatta e malamente disposte per permettere un libero flusso d'aria attraverso l'involucro. Ci si aspettava perciò che l'aumento di temperatura potesse essere considerevole e che lo spostamento iniziale dopo l'accensione potesse, non solo essere grande, ma anche avere notevole durata. Con nostra non piccola sorpresa, ciò non avvenne. La deriva era molto piccola dopo la prima mezza ora. Abbiamo anche osservato che la deriva dell'amplificatore senza la scatola schermante non era più eccessiva e caotica. Ciò provava che la deriva era provocata dalle correnti d'aria. Allora, quando l'unità è entro la sua custodia, non occorrono schermi singoli per i componenti. Però l'unità deve essere estratta dalla custodia per fare le regolazioni iniziali, perciò è necessario applicare gli schermi, affinchè queste regolazioni possano essere fatte correttamente.

Fig. 14 - Circuito fondamentale (*a*) di un vano dell'amplificatore differenziale e (*b*) modificato con l'aggiunta di *R* e *C* allo scopo di rendere $V_{CE}$ minore della metà della tensione di alimentazione.

Sono bastati schermi molto semplici ritagliati da un cartoncino sottile e tenuti insieme con nastro adesivo.

## Capacità d'entrata

Abbiamo detto nella 4- Parte che probabilmente sarebbero state necessarie capacità supplementari negli attenuatori per soddisfare le desiderate esigenze di risposta in frequenza e che non potevano essere calcolate, perchè era impossibile stimare le capacità distribuite con sufficiente approssimazione. Dapprincipio, abbiamo aggiunto i valori necessari senza troppo preoccuparci di quello che fossero, e la prestazione era soddisfacente. Più tardi abbiamo considerato questo punto e abbiamo trovato che quei valori sembravano piuttosto grandi, perciò abbiamo indagato ulteriormente.

L'unità attenuatrice, con i commutatori disposti per attenuazione zero, aggiungeva 30 pF di capacità in parallelo. Questa cifra appariva piuttosto forte, ma c'è ben poco da fare attorno ad essa, che ovviamente risulta in parte dai commutatori e parzialmente dalla capacità verso massa dei due condensatori di isolamento in serie. Questi sono fisicamente grossi e molto vicini agli schermi. L'uso di commutatori a sezioni piane e di schermi più grandi potrebbe ridurre probabilmente la capacità in modo apprezzabile, ma dubitiamo che questa possa essere portata sotto i 15 pF. L'effetto della capacità d'entrata della sonda sarebbe solo 1,5 pF e non pare sufficiente a provocare variazioni apprezzabili.

Se si facesse una qualunque modifica, sarebbe un guaio, perchè comporterebbe una revisione completa del progetto meccanico dell'unità degli attenuatori, e questo non si potrebbe fare senza l'uso di un contenitore più grande. Abbiamo perciò deciso di lasciar stare le cose come erano e di accettare una capacità maggiore di quella che avevamo previsto originariamente.

A quell'epoca non eravano in grado di misurare la capacità d'entrata dell'amplificatore, perchè l'apparecchio misuratore era in quel momento fuori uso. Avevamo infatti inavvertitamente cortocircuitato il condensatore serbatoio dell'alimentatore e bruciato il raddrizzatore; bisognava attendere la sostituzione mentre stavamo indagando sulle capacità.

Invece abbiamo potuto fare qualche misura della capacità dei diodi BY145 di protezione contro i sovraccarichi. Con polarizzazione nulla, era 33,5 pF. Abbiamo poi fatto misure con varie polarizzazioni indirette, con i risultati riportati in fig. 15. Ora il BA145 è dato per 4 pF, ma con polarizzazione inversa di − 150 V. Nell'unità uno, un diodo è polarizzato con circa 4,6 V, quindi ha una capacità di circa 12,5 pF. L'altro diodo ha una polarizzazione di 0,5 ÷ 1,65 V secondo le tolleranze, quindi la sua capacità varia da 26 a 16 pF. I due diodi aggiungono dunque 28,5 ÷ 38 pF alla capacità d'entrata propria dell'amplificatore.

Ora il BA155 è dato con capacità 3,5 pF tipica a polarizzazione zero, 2 pF a 3 V di polarizzazione inversa, ma i valori per un diodo di tolleranza grande possono essere 10 pF e 5 pF. Si può ritenere che una coppia aggiunga solo 5 ÷ 12 pF e che si possa ridurre la capacità di 25 pF usando questa coppia.

I dati di tensione e corrente del diodo sono convenienti. La resistenza inversa non sembra molto alta. A 25° C, la corrente inversa è 1,5 μA max. a 100 V, mentre il BA145 a 75° C è 10 μA a 300 V. I valori non sono paragonabili, quindi bisogna sperimentare.

Non abbiamo provato il BA155, perchè ciò avrebbe richiesto un grande lavoro di smontaggio e rimontaggio dell'apparecchio. Ciò apparirà evidente quando nella prossima puntata si vedrà la forma della costruzione usata.

Non abbiamo ritenuto che fosse utile l'impiego del BA155, perchè la prospettata riduzione di capacità di 25 pF influirebbe sulla capacità d'ingresso solo per 2,5 pF. Con i diodi BA145, la capacità d'entrata della sonda è solo di circa 12 ÷ 14 pF, il che non è insopportabilmente grande.

Si è notato un altro curioso effetto. Si era regolato solo una sonda per dare angoli quasi perfettamente retti al segnale di prova a onda quadra, l'altra sonda non era predisposta per fare altrettanto. Quest'ultima dava angoli arrotondati dopo le transizioni verticali o sovraelongazioni, ma non angoli retti. Naturalmente dapprima abbiamo sospettato che vi fosse una differenza fra i due amplificatori, ma scambiando le sonde, si vedeva che il distrurbo era in una sonda. Ciò sembrava impossibile, perchè erano in causa solo una resistenza, un condensatore di regolazione ed un pezzo di cavo. Non potevamo immaginare che il cavo provocasse l'inconveniente, ma sospettavamo di esso, perchè avevamo usato diverse matasse di cavo per le due sonde. Abbiamo sostituito il cavo, ma senza effetto. Allora abbiamo sostituito la resistenza, e ciò è risultato un rimedio perfetto.

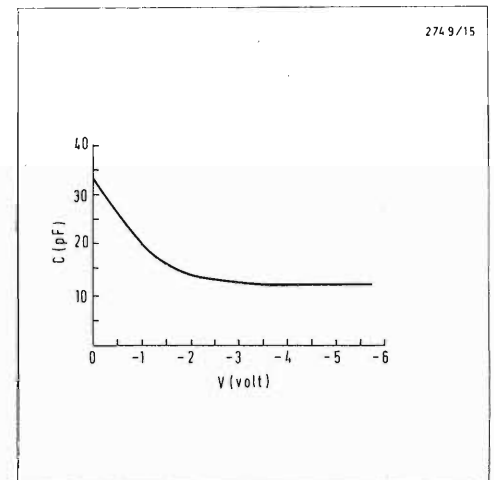



Fig. 15 - Curva di capacità del diodo BA145 in funzione della tensione di polarizzazione inversa.

Nella sonda « buona », avevamo usato due resistenze di 1,8 MΩ in parallelo per ottenere 900 kΩ; nella sonda « cattiva » avevamo usato una resistenza di 2,2 MΩ in parallelo con 1,5 MΩ (valori normalizzati) e le due resistenze erano di tipo diverso. Le abbiamo sostituite con una di 1 MΩ, che in realtà misurava 960 kΩ, la quale era pertanto superiore di quasi il 4,5% al valore desiderato.

Non è certamente l'uso di resistenze in parallelo a provocare il disturbo, infatti per la sonda « buona » il parallelo andava bene. La cosa più ovvia è che la resistenza era di tipo a strato con una traccia a spirale, perciò era induttiva. Detta resistenza era di tipo sconosciuto. È difficile pensare che l'induttanza avrebbe causato l'inconveniente. Abbiamo perciò provato a inserire 250 μH in serie con la resistenza « buona », ma ciò non aveva alcun effetto. La vera causa è allora un mistero. Però il risultato è chiaro: se non si riesce a ottenere una buona onda quadra di uscita, provare a cambiare la resistenza della sonda con una di tipo diverso.

*da Wireless World - nov. e dic. 1971*

# I brevetti di Mr. Trigger

Drome Dario

**Da questo numero vi proponiamo le avventure semi-serie di Mr. Trigger, simpatico ma anche sfortunato inventore, per inserire un momento di piacevole relax tra serissimi transistori, circuiti integrati e decodificatori: poichè un po' di umorismo non guasta mai...**

Mister Trigger, al secolo Bortolo Scalcagnati da Rescaldina, è uno di quei geni superdotati, che se vedono oscillare una lanterna nel duomo, per esempio di Pisa, ti scoprono sui due piedi le leggi del pendolo.

Inventore inesauribile, indagatore in profondità dei misteri naturali e delle perfidie umane, ha preso abituale stanza in un vecchio cascinale, che secondo la sua fervida immaginazione somiglia assaissimo ad un fantascientifico laboratorio situato tra graveolenti letamacei acervi, ch'egli si compiace definire viale « unten den Lenden », non in ossequio alla dimora del dannato Adolfo, ma ai vezzosi germi oggi tanto diffuse nelle parrucche dei nostri capelloni.

Alla campagna lombarda, che ha l'onore di ospitare Mr. Trigger, questi ha affibbiato un nome lungo e difficile, che per ragioni di facilità di pronuncia e memoria, ha poi designato con l'abbreviaziona di gellivarakirunavarawizagapatamrajputanashire.

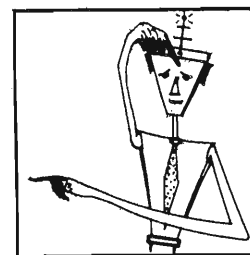
Era l'ora in cui volge il desio ai gufi ed ai barbagianni di aggravare con le loro funeste strida i miocarditici superstiziosi, ai fantasmi celati fra gli attaccapanni di manifestarsi con risate agghiaccianti e strani contorni sinistramente luminosi, che « fanno molto al di là » in tale ora più fervida galoppava l'eruttiva genialità di Mr. Trigger, il quale in cotal guisa ragionando iva:

« Mostra dell'antifurto, via Gattamelata 5, Milano, Centro americano; effetto Doppler, azione capacitiva, foto del furfante, schioppo tramortitore, monitori audio-video, sirene multiple etc. etc... cosucce pietosamente ridicole! dipositivi infantili, che intervengono solo quando il sicofante è così vicino che gli basta allungare una mano per carpire gioielli o documenti, e filarsela in tempo utile. L'antifurto efficace deve essere di lunga portata segnalare la presenza dell'individuo indesiderato a grande distanza e provvedere alla sua punizione, perché no? mortale. Ma tutto ciò è opera quotidiana del radar, quindi non ho finora inventato nulla di nuovo; come passare alla storia? Eureka (dannazione anche questa esclamazione è già stata inventata!), inventerò un radar senza antenne oscillanti: enorme semplificazione, minimi ingombro e peso, facilità di tenerlo celato, economia, reliabilità e chi più ne ha, più ne metta.

La mia formidabile potenza raziocinante già mi suggerisce la soluzione: a conti fatti, con il radar si tratta di « scopare » lo spazio in azimut e in elevazione mediante un fascio elettromagnetico deviato a destra-sinistra e in alto-basso; forse che nel cinescopio di un comune televisore non si fa la stessa cosa? Nel cinescopio ci sono forse antenne oscillanti? No; allora basta deviare il fascio radar esattamente come il pennello elettronico del cinescopio e il gioco è fatto. Da oggi in poi tutti i radar saranno basati sul principio di Trigger. Se qualche sottosviluppato mentale mi chiedesse: « Qual è il principio di Trigger? » Risponderei: « la lettera T », infatti nessuno può negare che Trigger cominci per T. E' evidente che devo prendere diaboliche misure per evitare che il dispositivo deflettore del fascio (senza alcun riferimento alla sigla MSI, che è venuta di moda per altri motivi diversi dalla Medium Scale Integration) venga neutralizzata dagli agenti nemici; e anche questo è del tutto ovvio: basta adottare una «black-box», cioè una scatola nera che di solito non contiene niente, ma fa grande impressione (si ricordi che tutti i quadripoli sono black-box con 2 morsetti di entrata e 2 di uscita; se si apre un quadripolo si scopre che le due coppie di morsetti sono assolutamente coincidenti, eppure quel quadripolo risolve un mucchio di problemi, come sono pronti a giurare coloro che lo costruiscono). Nella dannata ipotesi che il nemico adottasse contromisure per neutralizzare le mie misure, una seconda black-box di contro-contromisure lo farebbe restare con sviluppatissima appendice facciale. Che se poi l'avversario ricorresse a contro-contro-contro misure (con 3 contro) per neutralizzare le contro-contro misure (con 2 contro), una terza black-box con 4 contro annullerebbe i 3 contro.

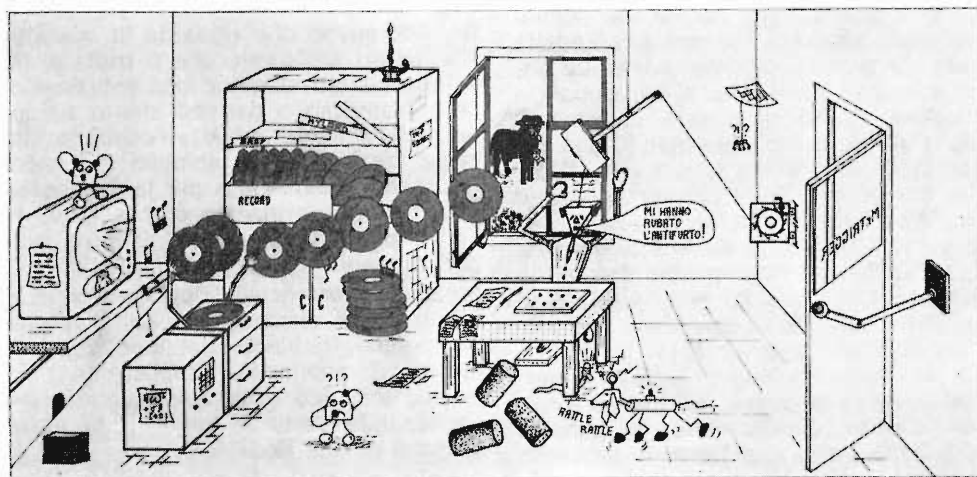
La matematica insegna che l'ennesima contromisura (con n contro) viene annullata dalla black-box (n+1) esima (con n + 1 contro). Quindi non esiste problema.

Con questa aurea convinzione, Mr. Trigger si mise a tavolino a stendere il testo del brevetto per la fabbricazione di un tubo a raggi catodici della lunghezza di qualche miglio nautico. Quindi con l'ausilio del televisore acceso e di una mezza dozzina di scatole del supermar-

ket (reparto commestibili) accuratamente verniciate di nero a immagine e somiglianza delle black-box, improvvisò una forma rudimentale del suo trovato, allacciando il televisore alla pulsantiera di azionamento delle sue precedenti invenzioni.

Bisogna sapere che Mr. Trigger aveva al suo attivo numerose domande di brevetti eternamente in attesa di deposito, ed ora si accingeva ad arricchire della perla più preziosa la smagliante collana dei documenti protettivi delle opere del genio. I vari tasti dell'accennata pulsantiera corrispondevano ciascuno ad uno stupefacente trovato: 1° pulsante, super cambiadischi ultrautomatico; 2° pulsante disco che suona senza fonorivelatore, né giradischi, né amplificatore; 3° pulsante, visione stereoscopica e audizione stereo dal televisore etc. Fatte dunque le connessioni al tasto dell'antifurto, con la precipitazione sua propria di quando è in preda all'emozione, Mr. Trigger, premette l'ultimo pulsante e uscì per prendere i primi accordi con un Ufficio brevetti, lasciando all'antifurto la protezione dei testi dei suoi « Patent » ben circondati dalle black-box.

Percorrendo al suo ritorno l'avenue Unten den Lenden, l'inventore ebbe la sensazione che qualcosa di anormale doveva essersi verificato durante la sua assenza, nel castello di gellivara (con quel che segue): profonde indefinite orme svelavano la presenza nelle adiacenze di un essere misterioso (forse uno yeti o peggio); proseguendo, in preda a violenta accelerazione delle diastole e sistole, constatò che le orme arrivavano fino al laboratorio e farneticò di un possibile mostruoso furo accalappiato nella morsa dall'opera del suo genio, che sempre la vince sulla forza bruta. La porta era aperta, le black-box rovesciate a terra, i documenti spariti, lunghi secondi di suspense... Mr. Trigger cercò invano con lo sguardo il cadavere del ladro raucamente gridando « Mi hanno rubato l'antifurto! » premette il 1° pulsante: si sollevò il coperchio del cambiadischi, che cominciò a lanciargli in testa a getto continuo bellissimi microsolco (fu così che sorsero le dicerie sui dischi volanti).

Scansandosi con gran pena, premette il 2° pulsante: nastri magnetici incisi e dischi irrompendo a valanga dagli scaffali e dagli armadi improvvisarono un infernale concerto suonando tutti insieme. La pressione del 3° pulsante ebbe l'esito di sentire i suoni del televisore uscire dal cinescopio, mentre le immagini si formavano sull'altoparlante. Evidentemente l'eccitazione l'aveva tradito facendogli commettere qualche errorino nei collegamenti della pulsantiera. Pesto, malconcio, incitrullito, Mister Trigger posò il piede inavvertitamente sul pedale sotto la tavola e stramazzò abbattuto dal martellone: il brevetto per sopprimere i creditori era funzionato regolarmente!

Intanto, non lontano, nei campi, una muccherella risputava gli avanzi dei papiri sui quali si poteva ancora leggere: Titolo, Titolare, scopo, idea inventiva...

# Inchieste sulla HI-FI in Italia

**Nella tutta nuova via di Ancona, Martiri della Resistenza, andando verso la galleria, si incontra a destra la grande vetrina degli elettrodomestici Magni, concessionario per le Marche della Lenco Italiana.**

**Al Signor Bruno Magni abbiamo rivolto alcune domande sull'attuale situazione della Hi-Fi in Italia e in particolare nelle Marche.**

**D** - Signor Magni, che cosa pensa della Hi-Fi in Italia?

**R** - Ritengo che la sensibilità musicale dell'italiano e la sua curiosità per il meglio degli strumenti fonoriproduttori faranno presto esplodere anche questo settore.

E' un vero peccato che ancora tante categorie sociali debbano essere preoccupate dai problemi della vita quotidiana.

Ci auguriamo che la ripresa economica non tardi molto. Maggiori possibilità di spesa, accompagnate da una crescente sensibilità musicale, contribuiranno molto favorevolmente allo sviluppo del settore Hi-Fi. L'acquisto di impianti di Alta Fedeltà costituisce uno strumento di cultura e un veicolo di contatti umani. Allo sviluppo dell'Alta Fedeltà pertanto è collegata una più civile educazione e un affinamento delle sensibilità e dei rapporti umani. L'attuale inesperienza del pubblico nel settore Hi-Fi ed una certa superficialità nel campo delle apparecchiature meccaniche ed elettroniche causeranno certo ancora per diverso tempo non pochi equivoci. La vera Alta Fedeltà è ancora un traguardo per pochi. La prima diffusione di massa, di apparecchi a carattere stereofonico sarà certamente quella avente prezzi abbordabili. Una categoria di apparecchi cioè tra le 70.000 e le 150.000 lire. Tutto ciò non è l'ideale per l'Alta Fedeltà, ma, se non altro, cominceremo almeno a salire il primo gradino. Col tempo, quel gruppo del 5-10% rappresentato oggi dai primi veri cultori dell'Hi-Fi, contribuirà con il suo esempio a sensibilizzare sempre di più il restante mercato, e specialmente i giovani, portandoli verso la buona musica ed il miglior ascolto. Gradatamente si passerà da Mina a Verdi e a Bach. Il processo non sarà breve. Ma è già molto che la volontà latente esista e che se ne cominci a parlare.

**D** - Signor Magni, che cosa può dirci in particolare dell'Hi-Fi nelle Marche?

**R** - Fatte queste premesse e passando ad aspetti più pratici, posso confermare che nella nostra regione siamo proprio agli albori, ma che l'interesse esiste: nascono le prime richieste e si organizzano le prime sale di audizione.

Grossi centri, come la stessa Ancona, sono ancora troppo amorfi, ma in altri, specie dove situazioni ambientali lo consentono, (ad esempio la zona calzaturiera del maceratese e dell'ascolano; il pesarese con l'industria del mobile; le cittadine costiere per il flusso turistico), l'interesse è già vivo e produttivo. Evidentemente in città di minor dimensioni di quelle del capoluogo, meno distratte da movimenti turistici e dallo sviluppo della moderna industria, il raccoglimento e una non dispersa tradizione culturale hanno mantenuto vivo l'interesse verso le accademie e i clubs culturali. Pertanto è rimasta viva la sensibilità alla buona musica. E' in questi centri di vecchia tradizione che troviamo ancora viva la passione verso il teatro lirico e ora sorgente quella verso i suoi moderni sostituti: i riproduttori musicali ad Alta Fedeltà.

**D** - Quali sono le Sue iniziative in questo settore?

**R** - Per quello che riguarda la mia attività, posso assicurare che si tratta di un settore che sto curando con entusiasmo, certo come sono del suo sicuro sviluppo. Naturalmente nell'Alta Fedeltà la mia organizzazione tratta soltanto la Lenco. Ho scelto questa Casa per la Sua serietà e per la convinzione con la quale la Lenco persegue finalità qualitative, magari a scapito di particolari estetici o di prezzi concorrenziali. Tipico esempio è il suo rifiuto di montare il cambiadischi automatico (richiesto dal mercato e di facile ed economica applicazione) in quanto tale tipo di apparecchiatura non corrisponde certo ai requisiti di riproduzione di Alta Fedeltà.

Ammirevole anche la precisione dei loro dati tecnici e la dichiarazione della esatta potenza musicale.

**D** - Quali novità ha in serbo la Lenco?

**R** - So che un grande sforzo di progettazione viene attualmente svolto per la creazione di apparecchi adatti, per caratteristiche e prezzi, ai giovani e ai potenziali clienti meno abbienti e certamente presto vedremo questa Casa assumere anche commercialmente la meritata posizione nel nostro mercato.

Gli intenditori del resto sanno che le meccaniche Lenco sono state sempre le preferite da molte industrie italiane ed estere del settore, per la produzione di qualità superiore.

E' comunque lusinghiero che negli ultimi mesi la Lenco abbia più che raddoppiato la Sua clientela. Ci auguriamo pertanto di poter contare entro l'anno in una fattiva collaborazione di almeno 50 negozi specializzati Hi-Fi e di poter organizzare numerose sale di audizione, grazie anche alla collaborazione della Lenco in tale settore promozionale. Grossa novità è stato il modello L 85. Le sue caratteristiche:

— Il braccio, giunto alla fine corsa, per mezzo di un circuito elettronico si alza da solo e si ferma.
— Il motore sincrono è a 16 pollici.
— Il meccanismo anti-skating equilibra la forza centripeta del pick-up. In tal modo si evita che la spinta irregolare della puntina verso il bordo interno del solco lo consumi irregolarmente.
— La velocità è regolabile sia meccanicamente per 45 e 33 giri, sia elettronicamente. Infatti il circuito elettronico permette una variazione di ± 5%: una gioia per i raffinati dell'Alta Fedeltà.
— Piatto con anello stroboscopico illuminato.

Altra novità è il Lenco L 950: un complesso completo con una potenza musicale di 20 + 20 Watt, con una risposta di frequenza che va da 20 a 30.000 hertz, e con una distorsione a 7,5 Watt del solo 0,5%. Un ottimo prodotto dunque di questa casa svizzera che ha uno stabilimento anche in Italia ad Osimo (Ancona), e alla quale quindi la nostra società si sente molto vicina.

# Notiziario

## Ergon

Nata tre anni fa ad Anagni (Frosinone), la Ergon ha tutte le prerogative per assumere il ruolo di industria guida per la televisione a colori in Italia. La motivazione di uno stabilimento del genere scaturiva dal piano quinquennale che prevedeva l'inizio delle trasmissioni televisive a colori, nel nostro paese, dopo il 1970. Dato l'alto costo che le industrie del settore avrebbero dovuto sostenere per importare i cinescopi ed alcuni elementi a loro associati, si pensò di creare in Italia una società che rendesse possibile il verificarsi di cospicui risparmi per lo acquisto di tali componenti. Occorre infatti tener presente che il cinescopio, da solo, costituisce oltre il 50% del costo delle materie prime e dei componenti speciali che le industrie produttrici di televisioni a colori debbono acquistare per il loro ciclo produttivo.
Gli stabilimenti della Ergon, che hanno richiesto un investimento complessivo di circa 7 miliardi di lire, coprono attualmente un'area di 22.000 metri quadrati, mentre circa il quintuplo di tale superficie è destinato a futuri ampliamenti. La capacità produttiva attuale degli impianti è di 250.000 cinescopi l'anno su tre turni di lavoro di 8 ore giornaliere ciascuno; a tale ritmo produttivo si assicurerebbe lavoro a circa 700 persone, gran parte delle quali costituita da tecnici ed operai specializzati.

Foto n. 1 - Particolare della saldatura del cannone al collo del cinescopio. Questa operazione viene effettuata su una macchina ruotante a più stazioni ognuna delle quali corredata da una batteria di fiamme a gas.

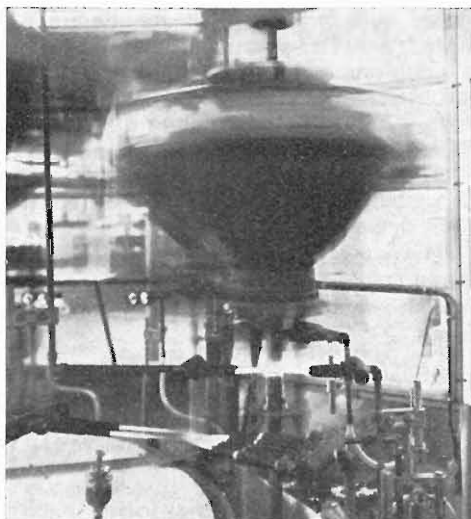
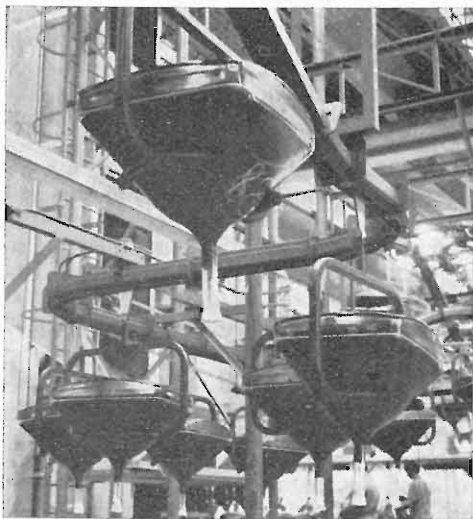



Foto n. 2 - Visione della rete di convogliatori aerei impiegata per trasferire da un reparto all'altro della fabbrica i vari componenti del cinescopio. L'intera rete raggiunge una lunghezza complessiva di oltre 3 km ed è suddivisa in 22 circuiti diversi.

La modernità degli impianti e la mano d'opera qualificata assicurano ai cinescopi Ergon un'ottima qualità che li ha già resi competitivi sui mercati europei ed in particolare in Germania ed in Francia ove viene esportato oltre il 90% della attuale produzione, mentre solo una piccola parte trova collocazione sul mercato nazionale, a causa della ben nota situazione che non consente una regolare produzione di TV a colori. A tale proposito la Ergon, come tutte le altre industrie operanti nel settore televisivo in Italia, non può non considerare con preoccupazione ulteriori rinvii per l'inizio del colore ed auspica che al più presto venga sbloccata la situazione da una responsabile decisione delle nostre autorità.
La Ergon è nata appunto per agevolare la nascita del colore televisivo in Italia e, per questo, spera di vedere al più presto tolti quei legami che hanno prima frenato e, ora, hanno fatto addirittura regredire un importante settore industriale quale quello della televisione e della componentistica. La crisi in tale settore è giunta a limiti estremi e solo l'inizio di un regolare servizio di trasmissioni a colori potrebbe creare i presupposti per una fattiva ripresa e per il ritorno a quelle posizioni di preminenza che, pochi anni fa, avevamo, a fatica, conquistato in campo europeo.

■

## Memoria ad elevata velocità

La nuova memoria di lettura/scrittura ad accesso casuale sviluppata presso i laboratori di Southampton della Mullard (gruppo internazionale Philips), sicuramente è la più veloce memoria a MOS attualmente disponibile; il tempo di accesso massimo è di soli 250 nsec e il tempo di ciclo non supera 750 nsec. La memoria FEQ 101 al silicio contiene nello stesso chip 16 parole da 4 bit e un decodificatore d'indirizzo. Una linea comune usata per i bit corrispondenti a ciascuna parola serve come linea di lettura dei dati di ingresso/uscita.
Il circuito buffer previsto per ciascun bit isola la linea durante la fase di lettura. Quest'ultima operazione non è distruttiva in quanto viene effettuata « leggendo » la corrente di uscita dello stadio buffer. Scegliendo sulla FEQ 101 una particolare configurazione di ingresso è possibile collegare parecchi di questi circuiti integrati onde formare memorie con capacità molto più grande di 64 bit. Il progetto e il funzionamento di queste memorie di ampia capacità sono descritti nella nota applicativa « Memoria di lettura/scrittura da 64 bit ad accesso casuale del tipo FEQ 101 ».
La memoria incapsulata in contenitore plastico dual-in-line a 16 terminali, funziona nella gamma di temperatura 0 ÷ + 75 °C.

■

## Un modulo di controllo pilota 14 tubi indicatori numerici

La società Philips ha annunciato un nuovo modulo per il pilotaggio di tubi indicatori numerici. Il modulo DDM 14 può essere usato sia per 14 tubi indicatori

singoli sia in unione ad uno dei tubi Pandicon prodotti dalla medesima Società.

Il modulo contiene due circuiti di decodifica e pilotaggio. Uno di questi circuiti controlla i catodi delle cifre, mentre l'altro controlla i commutatori elettronici che in sequenza applicano agli anodi dei tubi una tensione di alimentazione di circa 200 V tramite un circuito limitatore di corrente.

Entrambi questi circuiti di decodifica e pilotaggio sono comandati da segnali di ingresso a codice binario.

I catodi delle 12 cifre sono tutti collegati in parallelo (10 per le cifre da 0 a 9 e 2 rispettivamente per il punto e la virgola). Il decodificatore seleziona una delle dieci cifre in funzione dei segnali di ingresso; il punto per i decimali e la virgola hanno un loro proprio circuito di controllo. Quindi, il primo decodificatore/pilota stabilisce quale cifra deve essere visualizzata.

Con gli altri circuiti decodificatori/pilota e con i commutatori elettronici, si applica in sequenza agli anodi la tensione di accensione. Successivamente, il decodificatore/pilota del catodo stabilisce quale cifra deve essere visualizzata sul tubo o sulla parte di tubo Pandicon selezionata dal decodificatore/pilota dell'anodo.

L'impiego del modulo DDM 14 faciliterà l'assemblaggio di unità digitali di lettura per computer e altri sistemi. Inoltre, aumenterà l'affidabilità e ridurrà i costi di fabbricazione dei sistemi.

Il modulo misura 92 x 61 x 19 mm e può essere usato nella gamma di temperatura —20 ÷ + 70 °C.

■

## Il sistema Madge vince il concorso NATO

La Mel Equipment Company Ltd. di Crawley in Inghilterra, ha annunciato che il proprio sistema di atterraggio strumentale per elicotteri « MADGE » (Microwave Aircraft Digital Guidance Equipment) è stato dichiarato vincitore del concorso NATO le cui prove si erano svolte al Frejus nella primavera di quest'anno.

Il Madge è un'apparecchiatura sviluppata congiuntamente dai Laboratori di Ricerca Scientifica della MEL e della Mullard — entrambe consociate del Gruppo Philips — con la collaborazione della Unità sperimentale per l'atterraggio senza visibilità del Royal Aircraft Establishment di Bedford.

Il Madge ha destato il vivo interesse di alcuni Governi e aziende stanno già esaminando la possibilità di produrlo su licenza.

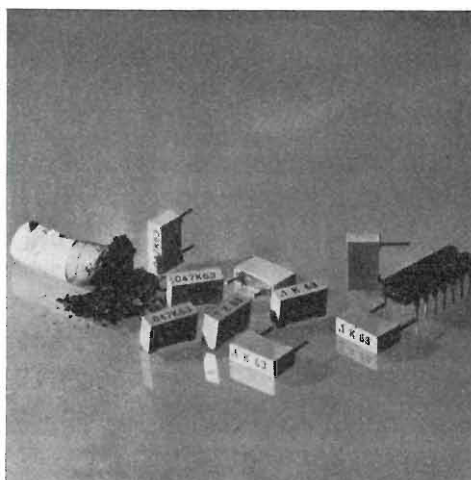
■

## Nuova serie di condensatori

La ARCO (Plessey-Arco) dispone di una nuova serie di condensatori a film plastico e film plastico metallizzato, perfettamente compatibili dimensionalmente con i circuiti integrati.

La gamma di capacità va da 1.000 pF a 0,1 µF.

La tensione minima di lavoro è di 63 V— Le dimensioni del contenitore, in materiale plastico, sono: 3,5 mm. lo spessore, 6,5 mm. l'altezza e 10,5 mm. la lunghezza, l'interasse dei fili è di 7,62 mm.

Questi condensatori sono generalmente usati per la correzione di banda o come filtro di alimentazione.

## Controlla i processi industriali
### il baby-sitter degli impianti

Negli Stati Uniti lo chiamano il baby-sitter degli impianti industriali grazie alla sua funzione di controllo dei processi e già lo vendono in alcuni grandi magazzini.

Il mini-computer, questo protagonista dell'elettronica negli anni '70, è al centro di una delle più combattute battaglie commerciali, appena iniziata. Ma che cos'è il mini-computer, che cosa lo diversifica dai grandi elaboratori? Secondo una definizione ortodossa, per mini-computer si intende un'apparecchiatura di ridotte dimensioni con organizzazione di calcolatore ed a basso prezzo (tra i 5 ed i 10 milioni di lire).

A differenza dei grandi calcolatori, dotati di maggiore capacità e versatilità, il mini-computer che non si affitta a suon di decine di milioni di lire all'anno, ma si compra con pochi milioni, serve per la soluzione di piccoli problemi, per i quali l'uso del computer si rivela antieconomico, soddisfacendo le esigenze di una fascia di piccole e medie industrie non in grado di far fronte agli eccessivi costi di gestione dei grandi elaboratori.

In sostanza, il mini-computer, è caratterizzato da un interessante rapporto tra prestazioni e prezzi, cosa che non si può affermare nel campo dei grandi computer dove a grandi prestazioni fanno riscontro alti costi di affitto, molto spesso non commisurati all'utilizzazione effettiva.

Le applicazioni sono il controllo degli impianti e la raccolta dei dati. In particolare, sono possibili molte operazioni che vanno dal controllo dei processi industriali, alla concentrazione ed acquisizione dati, al calcolo scientifico. I settori industriali interessati sono: chimico, petrolchimico, automobilistico, cartario, gomma, cavi, cemento, telecomunicazioni, produzione e distribuzione energia elettrica, meccanico, metallurgico.

La Telemeccanica Elettrica Officine Meccaniche Riunite (TEOMR), del gruppo Pirelli, si è inserita nel mercato dei mini-computer, assicurandosi dal '71 la rappresentanza della Data General, una società che, fondata nel '68, nel suo secondo anno fiscale, terminato nel settembre del '70, ha registrato vendite pari a 7 mi-

lioni di dollari e, secondo stime attendibili, alla fine di quest'anno diventerà la seconda azienda USA del settore con un fatturato calcolato intorno ai 14 milioni di dollari.
I mini-computer della TEOMR fanno parte di una linea battezzata Nova e sono di tre tipi: il Supernova S.C., il 1200 e l'800, che raggiungono elevati livelli di prestazioni a basso costo grazie al largo impiego di componenti Large Scale Integrated (LSI) ad alta integrazione nei circuiti di controllo e delle memorie. Tutte e tre le nuove macchine sono compatibili con le precedenti e tra di loro, sia per quanto riguarda il software sia per tutto l'hardware di ingresso/uscita.
Le caratteristiche generali comuni alle tre macchine sono la parola di 16 bit, i quattro accumulatori hardware (2 dei quali impiegabili anche come registri indice), i 16 livelli a priorità variabile a programma, l'accesso diretto standard alla memoria e la possibilità di gestione di una vasta gamma di periferiche.

La capacità di memoria può essere estesa fino ad un massimo di 32 K con moduli a 2 o 4. Il ciclo di memoria è di 1,2 micro-secondi per il Nova 1200; 0,8 microsecondi per il Nova 800; e 0,3 microsecondi per il Supernova SC.

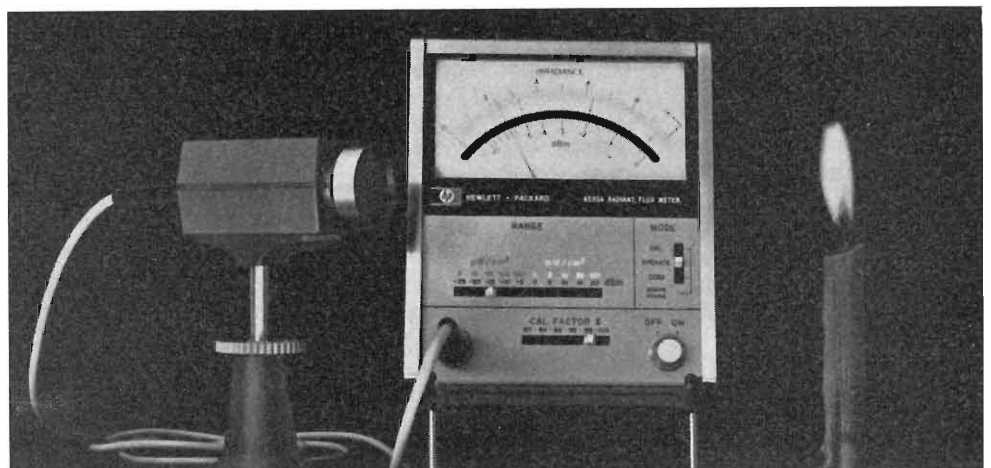
Il software attualmente disponibile comprende i linguaggi Assembler, Basic, Algol 60, Fortran IV, il D.O.S. e programmi di utilità come l'Editor, il Debugger, il Diagnostic, ecc.
Il mercato dei mini-computer in Italia, anche se soltanto agli inizi come sviluppo, è in forte espansione. Nel '69, sono stati installati 70 apparecchi per un valore di circa 800 milioni di lire; nel '70 le installazioni sono state 140 per un valore di circa 1,4 miliordi. Le previsioni per il prossimo quinquennio sono — considerando un tasso di incremento tendente, mediamente per anno, al 40-50% — di 100 mini-computer venduti con un volume di affari calcolato intorno ai 10 miliardi di lire circa.
Secondo alcuni esperti, l'industria dei mini-computer, ha dimensioni molto piccole rispetto al suo potenziale.
Negli Stati Uniti, dove esistono attualmente 75 produttori, si calcola che il mercato nel 1975 registrerà un aumento di vendite colosale, infatti, se dai 25 milioni di dollari del '67 si è passati ai 250 milioni di dollari del '70, con un tasso di crescita annuo pari al 30%, per la metà degli anni '80 si prevedono vendite per un miliardo di dollari.

■

## Senza difficoltà con la Hewlett-Packard le misure di energia nel campo delle frequenze ottiche

L'energia ottica, come tutti sanno, occupa una porzione ben definita dello spettro elettromagnetico ed è posta tra le microonde e i raggi X. Le misure che si effettuano costituiscono un'area separata, poiché i rivelatori e le apparecchiature usate per queste misure sono notevolmente diverse da quelle usate per le microonde e raggi X.
Quando un ricercatore ha la necessità di dover effettuare misure di energia nel campo delle frequenze ottiche deve innanzitutto fare una scelta di base tra unità fotometriche e radiometriche; fatta questa scelta è importante selezionare il rivelatore, quell'apparecchiatura cioè il cui compito è di convertire l'energia ottica in un'entità facilmente misurabile, come la tensione o la corrente.

Esistono vari tipi di rivelatori: un gruppo comprende i fotomoltiplicatori, fotodiodi e fototransistor, un secondo gruppo i termorivelatori quali i termistori, le termopile e i rivelatori piroelettrici. I rivelatori del primo gruppo sono abbastanza veloci e hanno un'alta sensibilità, ma tale loro caratteristica varia in dipendenza del valore della radiazoine ottica. I termorivelatori sono in generale relativamente lenti e meno sensibili, hanno però un coefficiente di sensibilità uniforme su tutto lo spettro.

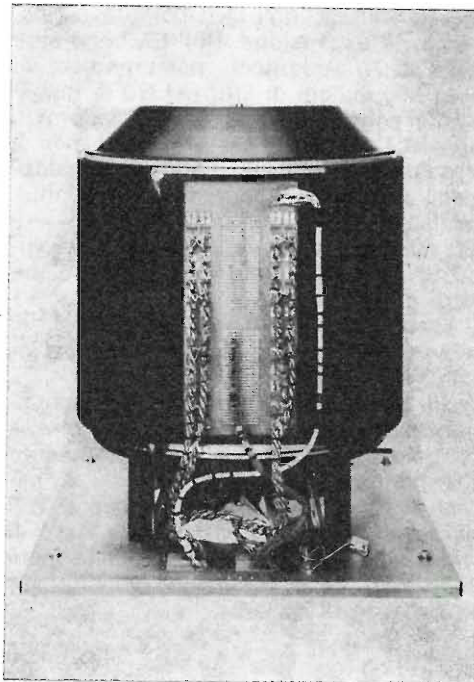
Effettuata la scelta del rivelatore occorre un voltmetro per la misura della tensione d'uscita, il quale deve essere elettricamente compatibile col rivelatore o perlomeno munito di una speciale interfaccia per il collegamento.
Con il sistema 8330A/8334A della Hewlett-Packard si ha a disposizione un sistema di misure per energia ottica che soddisfa appieno ogni esigenza di velocità, sensibilità, risposta uniforme su

tutto lo spettro, azzeramento e calibrazione automatica e un errore massimo di ± 5%. Per l'8330A/8334A è stato impiegato un rivelatore a termopila di concetto rivoluzionario che è in grado di convertire l'energia ottica — dall'ultravioletto all'infrarosso — in una tensione continua direttamente proporzionale all'energia irradiata; tale tensione viene misurata da un nanovoltmetro di altissima precisione.
Con il sistema Hewlett-Packard 8330A/8334A si è in grado di eseguire qualunque misura di **irraggiamento** (limite di risoluzione da 100 nW/cm$^2$ a 100 mW/cm$^2$ f.s.), **flusso irradiante** (limite di risoluzione da 10 nW a 10 mW f.s.), **radianza** (limite di risoluzione da 10 nW/cm$^2$/steradian a 10 mW/cm$^2$/steradian).*
L'apparecchio è utilissimo e, in alcuni casi addirittura essenziale, per lo studio di problemi di ottica e controllo dei processi chimici e analitici. E' infatti in grado di misurare la temperatura di oggetti in movimento, o inaccessibili o corrosivi che, in altro modo, non potrebbero essere avvicinati, basando le misure sulle radiazioni infrarosse da essi emesse.
Si possono inoltre misurare livelli di luce solare per il controllo continuo nella ricerca industriale, in agricoltura o altro; eseguire spettroscopie nella gamma dell'ultravioletto, visibile o infrarosso; far esami di colorimetria, studi fotobiologici come la fotosintesi, calibrazioni precisissime di rivelatori ottici, studi sulla polarizzazione e varie altre applicazioni.

* Lo « steradian » è l'unità di misura di angoli solidi: è definita dal rapporto tra l'area coperta dal fascio luminoso e il quadrato del raggio.

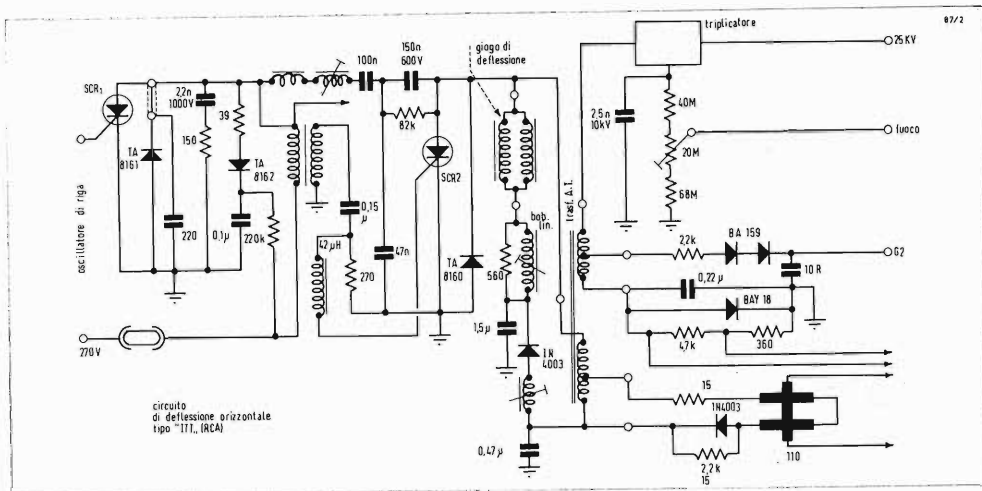
■

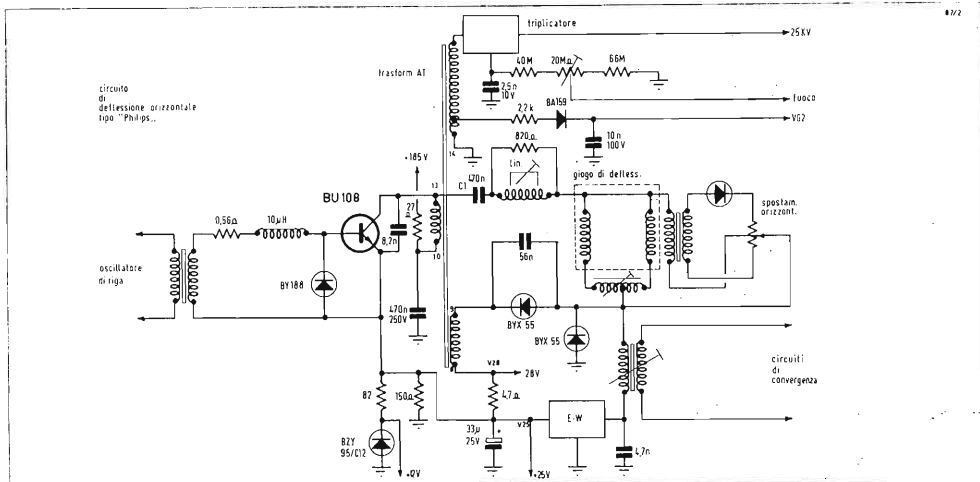
## Una nuova memoria a tamburo della General Instrument Europe

La General Instrument Europe ha annunciato la nuova memoria a tamburo 8012 che viene ad aggiungersi alle Serie 7000 e 8000 già ben note sul mercato americano ed europeo.
La memoria 8012 ha caratteristiche equivalenti alla memoria a dischi IBM 2305 adottata per i sistemi della seria 370 ed è disponibile in due versioni. La versione 8012-1024 x 2 ha una capacità di 6 mi-

lioni di bit con un tempo di accesso di 2,5 millisecondi (2 teste per pista) e una velocità di rotazione di 6000 giri al minuto.
La versione 8012-1024 ha le stesse caratteristiche, salvo per quanto concerne la velocità di accesso che è di 5 millisecondi, con una testa di lettura per pista.
Sempre nel campo delle memorie di massa la GIE annuncia anche una nuova versione del Disckstor 510. Le piste sono state portate a 256 con una testa di lettura per pista, il che concede a questa nuova memoria una capacità per disco superiore a 20 megabit.

■

## Condensatori speciali per circuiti transistorizzati nella televisione a colori

La Arco ha allargato la già vasta gamma della sua produzione di componenti per radio e TV, per coprire le esigenze dei moderni televisori a colori completamente a stato solido.
In particolare è stato necessario fabbricare alcuni condensatori atti a lavorare alla frequenza di riga e con correnti di picco fino a 14 A ed altri per tensioni continue da 7 fino a 12 kV.
A seguito dei recenti sviluppi dei cinescopi a 110° di deflessione per TV a colori, sono infatti stati costruiti, in Europa, due possibili circuiti di deflessione orizzontale e cioè: il circuito ITT (RCA) a tiristori ed il circuito PHILIPS con transistore finale BU 108.
Dall'analisi approfondita di questi circuiti, risulta quanto segue:
**a)** nel circuito di deflessione a tiristori, sono presenti da due a tre condensatori di tipo speciale i quali, a seconda della versione usata provvedono all'immagazzinamento di energia e alla determinazione dei tempi di scansione e ritraccia. Questi condensatori, i valori capacitivi dei quali si aggirano attorno a 47 nF 100 nF e 150 nF, sono sottoposti a tensioni da 400 Vpp a 600 Vpp e sono attraversati da correnti dell'ordine dei 14 App con frequenza di ripetizione pari alla frequenza di riga.
Il condensatore per la correzione ad S, collegato in serie alle bobine di deflessione orizzontale, di valore 1,5 μF, è attraversato dalla corrente di deflessione, che si aggira sui 12 App;
**b)** nel circuito di deflessione a transistori, il condensatore di accordo, con una capacità di 8,2 nF, lavora con picchi di tensione dell'ordine di 1250 Vpp è attraversato da correnti fino a 8 App durante la ritraccia.
Il condensatore per la correzione ad S in serie alle bobine di deflessione orizzontale, con una capacità di 470 nF, viene attraversato dalla corrente di deflessione che si aggira sui 6 App;
**c)** in entrambi i circuiti è presente un condensatore da 470 nF per la chiusura in alternata del primario del trasformatore A.T. che è atraversato da correnti fio a 3 App;
**d)** in entrambi i circuiti è presente un condensatore per il livellamento della tensione di fuoco, di capacità compresa tra 1.000 e 2.500 pF il quale può lavorare con tensione fino a 7 ÷ 8 kW.
Da questo esame risulta che a parte i condensatori per alte tensioni continue, sono necessari condensatori i quali, pur con bassi valori capacitivi, siano in grado di sopportare forti picchi di corrente con frequenza di ripetizione pari a quella di riga, oltre ad essere esenti da

effetto corona.
Componenti atti a sopportare correnti di questo ordine di grandezza erano già stati sviluppati per i circuiti di deflessione a transistori in Bianco e Nero (8 App), però in questi ultimi i valori di tensione picco a picco sono molto più bassi (250 Vpp e i valori capacitivi molto più alti.
I problemi inerenti a condensatori di capacità relativamente bassa attraversati da correnti forti trovano soluzione, compatibilmente con un dimensionamento ridotto, nell'impiego di dielettrici a basse perdite; la tecnica di costruzione adottata deve altresì ridurre al minimo l'induttanza del componente e la resistenza serie dovuta all'armatura. La Arco ha realizzato per questi impieghi la serie 1.40, condensatori a dielettrico polipropilene, da 100 a 1500 V— lavoro, in una gamma di capacità da 1.000 pF a 0,47 µF; questi componenti presentano un angolo di perdita a 10 kHz dell'ordine di $1 \times 10^{-3}$, la potenza dissipata sul condensatore, $R_s \cdot I^2$, è pertanto minima anche per la particolare costruzione del contatto dei terminali, su tutta la lunghezza dell'armatura.

Per le tensioni continue di notevole valore (7 ÷ 12 kV) è stata estesa la nota tecnica della serie 1.29 a dielettrico in doppio film di Mylar metallizzato; una particolare cura è prestata nel processo produttivo alla fase di rigenerazione dei punti deboli del dielettrico per una assoluta affidabilità di utilizzazione.

## « Studio » mobile di TV presentato dalla Soc. AVCO (modello 28C3)

Il dipartimento tecnico della Soc. AVCO ha presentato nel mese di gennaio 1972 per la vendita ad alcuni paesi stranieri scelti in particolare, uno studio mobile di TV, appositamente costruito e studiato per generare e trasmettere, su scala mondiale, qualsiasi genere di programmi televisivi a colori a grande distanza.
Questo studio sarà costruito nelle fabbriche della Soc. AVCO, di Cincinnati nell'Ohio, Stati Uniti. Il prezzo di vendita non supererà 250.000 $ U.S.A. e sarà disponibile a colori per i sistemi PAL e NTSC o in bianco-nero.

Ciascuna unità potrà essere provvista di strumenti complementari a scelta, per permettere l'adattamento a programmi esigenti maggiore flessibilità o capacità. Il veicolo in fibre di vetro, pure fabbricato dalla AVCO, misura 8,53 m di lunghezza; è fornito di un motore International Harvester, 6,4 litri, di un apparato climatizzatore o di un rimorchio autopropulsore, ma connesso al veicolo principale. Detto rimorchio è abbastanza spazioso per alloggiare cavi e tutte le altre apparecchiature d'interconnessione.

Fra i componenti principali si trovano 3 telecamere a colori tipo Norelco LDH-1, o 3 telecamere per TV bianco-nero di tipo Norelco LDH-0200, un magnetoscopio IVC mod. 900 (D o CD), 6 apparecchi intercettatori d'immagine Conrac RLC-14, un'audio console Norelco MP-4, un magnetoregistratore audio Norelco e un commutatore d'immagini RHL mod. VPM 1004.

L'apparecchiatura ad opzione comprende un gioco di materiale colorante, che può trasformare uno studio da bianco-nero a studio a colori, un sistema per frequenza, materiale per telecinema ed una trasmittente VHF con antenna smontabile, il tutto a norma CC.I.R. ed E.I.A., sigle di indiscutibile qualità professionale.

Con la spesa di 250.000 $, qualunque stazione di TV può immediatamente cominciare a trasmettere a colori compatibilmente con tutte le stazioni TV del mondo.

Disegno in sezione prospettica del nuovo studio mobile di TV recentemente introdotto dalla AVCO Corp. Field Eng. Division, Cincinnati, Ohio, U.S.A. si nota il vasto equipaggiamento di qualità professionale per radiodiffusione disposto in un'unità motrice compatta lunga 8,53 m. Lo studio TV può essere equipaggiato per i sistemi PAL e NTSC. Il rimorchio serve al trasporto dei cavi e di apparecchiature opzionali.

## Uno sguardo al futuro delle telecomunicazioni a mezzo satellite

Quali sono le prospettive a lunga scadenza per le telecomunicazioni a mezzo satellite? Per trattare questo affascinante tema l'Istituto internazionale delle comunicazioni ha organizzato un Simposio che ha visto proveniente da U.S.A., U.R.S.S., Gran Bretagna, Francia, Svizzera, Germania, Giappone, Olanda, Australia, Canada e Italia, la partecipazione di una folta schiera di esperti, di tecnici, di studiosi: tre giorni di lavoro intenso, seguito con estremo interesse da più di 150 congressisti.

I convenuti si sono trovati tutti d'accordo sul fatto che il primo periodo della storia dei satelliti artificiali per telecomunicazioni è ormai concluso, in una maniera tale da far prevedere — senza tema di errori — un ulteriore imponente aumento di richieste di utilizzazione di questo nuovo mezzo di comunicazione; aumento che si profila come necessario già per il prossimo e immediato futuro. Ora, quali sono le risorse disponibili, e quali le tecniche di sviluppo che permetteranno di affrontare queste esigenze?

### Le speranze e le incertezze tecnologiche

E' evidente che il primo dei settori interessati a questa problematica è quello della tecnologia, che dovrà anzitutto decidere circa i sistemi veicolari, i metodi di stabilizzazione dei satelliti, l'alimentazione dei trasmettitori e dei ricevitori, la realzzazione di apparecchiature sempre più sicure, ma anche sempre più sofisticate; una tecnologia che, per riassumere, dovrà essere tutta nuova e interessare sia i satelliti sia le stazioni a terra.

L'esperienza fatta in questo campo, nel periodo di nove anni che va dal Telstar I all'Intelsat IV può dirsi pertanto utile, ma non certo definitiva: la nuova generazione dei satelliti per telecomunicazione utilizzerà la nuova tecnologia, già pronta o sul punto di esserlo.

Ancor più impegnativi i problemi tecnologici connessi più direttamente alla trasmissione e ricezione, nonché alla canalizzazione. Nessuno, per ora, è in grado di valutare attendibilmente il reale incremento annuo futuro delle richieste di utenza; ma già appare evidente che le possibilità di soluzione non sono che due e cioè o si continua con la proliferazione di satelliti del tipo Intelsat, matenendoli all'attuale livello tecnologico, o si deve pensare a satelliti nuovi, caratterizzati da una maggiore capacità. Bisogna tener conto che, sulla base dell'incremento delle necessità relative ai servizi vari, compresa la trasmissione di dati, la televisione e gli eventuali servizi videofonici, per far fronte al traffico previsto per il 1985 si debbono progettare già fin d'ora satelliti con capacità dell'ordine di 100.000 circuiti.

Tutto ciò impone l'utilizzazione di frequenze superiori ai 10 GHz, ed aumenta la serie dei problemi tecnologici relativi ai trasmettitori ed ai ricevitori, siano essi a bordo dei satelliti, o localizzati nelle stazioni a terra, fisse o mobili che siano. L'amplificatore parametrico sta giocando un ruolo fondamentale in questo settore, mentre sempre migliori soluzioni si prospettano per la costruzione e l'impiego di antenne, fisse e mobili, con larghezza di fascio adatta anche alla riutilizzazione — in aree relativamente ristrette — delle singole frequenze disponibili.

Non è dunque troppo avveniristica la previsione che tra non molto si opererà anche su frequenze superiori ai 30 GHz. Intanto, come avviene per il Progetto del Consiglio Nazionale delle Ricerche SI-

RIO, diretto dal Prof. Francesco Carassa, Rettore del Politecnico di Milano, e che ha diretto la parte scientifica della preparazione di questo Simposio — gli esperimenti proseguono nelle frequenze di 12 e di 18 GHz, particolarmente per quanto riguarda i fenomeni legati alla propagazione ed alla attenuazione dovuta alla pioggia. Si tratta di esperimenti che permetteranno di operare importantissime misure da una parte, e di saggiare, dall'altra, differenti schemi di modulazione per la trasmissione telefonica e televisiva; a queste esperienze parteciperanno autorevoli istituzioni scientifiche ed operative sia italiane sia straniere.

Quindi, per quanto riguarda il settore delle tecnologie, si è notato che i vari relatori e presentatori di memorie non hanno avuto il minimo dubbio circa l'avvenire, prossimo o remoto che sia. L'impiego di frequenze più elevate di quelle oggi in uso, se richiederà particolari accorgimenti nella realizzazione di alcuni dispositivi circuitati, semplificherà altri problemi, come quelli, molto impegnativi, delle dimensioni delle antenne. L'aumentata direzionalità dei fasci imporrà una stabilizzazione dei satelliti che va al di là dell'attuale livello; ma si tratta di difficoltà che si potranno superare con relativa facilità, mentre la strettezza dei nuovi fasci permetterà un maggior utilizzo della banda impiegata, una riduzione di potenza da parte dei trasmettitori, una « selezione » dell'utenza, anche su base « regionale ».

#### I futuri sistemi

Il secondo settore trattato nel Simposio è stato quello dei « sistemi »: argomento vastissimo, in cui i vari relatori hanno messo a fuoco ciò che effettivamente si presenta come essenziale. Per esempio, la distribuzione dei programmi televisivi è stata studiata nei suoi tre possibili «modi »: o un sistema basato su piccoli satelliti, di bassa potenza, con un certo numero di grandi e perfezionate stazioni a terra; o più sistemi comunitari, con satelliti di media potenza, e ricevitori « di gruppo » a terra; o, infine, satelliti di grande potenza, e ricevitori diretti,, in casa dell'utente. Si è visto che quest'ultima soluzione — la più promettente — potrà essere affrontata verso la metà degli anni ottanta: ma si è ripetuto più volte, in questo Simposio di avanguardia, che l'esperienza recente insegna che in fatto di telecomunicazioni a mezzo satelliti si deve programmare con fiducia e con larghezza di vedute.

Pochi anni or sono, anche in ambienti responsabili, si riteneva che non ci fosse bisogno di satelliti per il controllo della navigazione aerea: oggi non c'è più nessuno che non sia giustamente convinto del contrario, mentre si stanno affrontando con il massimo impegno i problemi dell'assistenza alla navigazione marittima, a media e grande distanza.

Di eccezionale importanza l'applicazione ai sistemi educativi, tramite trasmissioni televisive con copertura « regionale ». Basti ricordare quanto sta facendo la Telespazio, i cui satelliti permetteranno di irradiare programmi educativi TV in bianco e nero destinati a più di cento milioni di « utenti rurali » nell'America del Sud. E' pronto il progetto di un sistema di trasmissione per un'area di un milione di miglia quadrate, su cui sono sparsi circa 500.000 villaggi dell'India; l'informazione educativa arriverà dunque anche là dove i normali mezzi di comunicazione trovano ancora difficoltà per giungere a destinazione.

Lo sviluppo delle comunicazioni tra punti fissi sarà tale, nel prossimo decennio, da investire imponenti problemi di canalizzazione, come già si è detto; ma il prezzo unitario per canale, che nel 1965 era di $ 15.000, è sceso a $ 1.500 nel 1971; e non c'è nulla che vieti di pensare che tra pochi anni, aumentata la capacità dei singoli satelliti, si possa arrivare ai 100-200 dollari per canale.

I lavori di questo Simposio hanno aperto — come è evidente — una finestra su un mondo nuovissimo, quello in cui le telecomunicazioni a mezzo satellite non costituiranno più una eccezione, ma una assoluta normalità. Le anticipazioni che si sono udite a Genova, da parte di esperti di valore decisamente mondiale, sono tali, che le speranze diventano certezza. Ancora una volta l'Istituto internazionale delle comunicazioni « ha puntato grosso e lontano », come giustamente ha osservato, in chiusura dei lavori, il Presidente del Comitato Organizzatore, dott. ing. Federico Nicotera.

## Regolazione automatica per macchine stiratrici

Se si inserisce la biancheria molto umida nelle stiratrici convenzionali la temperatura interna tende a diminuire obbligando il più delle volte la casalinga a rimettere in funzione la macchina una volta terminata la prima stiratura.

Col sistema di regolazione elettronica messa a punto dalla ITT Components Group Europe la velocità del cilindro può essere regolata in accordo con la temperatura, così da assicurare sempre un risultato ottimale.

Per le varie operazioni di stiratura vengono forniti diversi regolatori:

1) Regolatore elettronico del riscaldamento del cilindro di stiratura con regolatore a uno o due cerchi per il riscaldamento sia generale che parziale dello stesso. La temperatura interna del cilindro, che oscilla da 90° a 200°; viene mantenuta costante tramite una piccola isteresi di commutazione dell'elettronica.

2) Regolatore di velocità, con generatore tachimetrico, per il funzionamento del cilindro con motore a condensatore o a polo di fissione. Tramite un interruttore per corrente alternata comandato a taglio di fase con generatore tachimetrico, la velocità di rotazione del cilindro può essere variata nel numero di giri in un rapporto 1:2. La regolazione è così esatta da escludere eventuali fluttuazioni della velocità.

3) Regolazione di velocità del cilindro con riscaldamento dello stesso regolato elettronicamente. Al fine di garantire un risultato ottimale di stiratura, nel caso siano inseriti capi di biancheria umidi, la velocità del cilindro sarà regolata automaticamente secondo la temperatura del momento (rapporto 1: 2).

I regolatori sono costruiti in contenitori di plastica di 130 x 68 x 38 mm predisposti per essere avvitati e dotati di spine AMP.

## Inaugurato un nuovo stabilimento

Il 24 aprile '72 si è inaugurato a Manerbio, il nuovo stabilimento Emme Esse.

L'azienda, che opera nel settore televisivo fabbricando antenne, amplificatori e accessori TV, sorge in prossimità della strada provinciale Manerbio, Crema, Milano su un'area di 20 mila metri quadrati dei quali 4 mila già coperti. Grazie ad una elevata produzione e ad una tecnica d'avanguardia nel proprio campo, questa azienda ha conseguito una notevole penetrazione in campo nazionale e raggiunto ambiti livelli sui mercati esteri.

Nella mattinata il sig. Mario Saldi, titolare della Società Emme Esse, il sig. Gandini e Cagliani, rispettivamente responsabili del settore vendite italiano ed estero unitamente ai tecnici e alle maestranze, hanno accolto nel vasto piazzale antistante la fabbrica i numerosi ospiti fra i quali clienti, fornitori, rappresentanti nazionali ed esteri.

Tra le autorità che hanno presenziato alla cerimonia l'Assessore regionale all'industria dr. Vittorio Sora ha inaugurato l'opificio con il tradizionale taglio del nastro e ha parlato sui problemi che la Giunta regionale si propone di affrontare nel prossimo futuro.

Dopo la benedizione impartita da Mons. V. Casnici all'opificio ed ai nuovi impianti, il Sindaco geom. Boglioli, le altre autorità regionali e provinciali con tutti gli ospiti hanno visitato l'opificio in ogni sua parte interessandosi particolarmente al funzionamento dei moderni impianti, al vasto magazzino e alla funzionalità degli uffici.

Dopo un brindisi di congratulazioni per la nuova e riuscita realizzazione, tutti gli ospiti e le maestranze si sono riuniti all'albergo Marzotto per completare con una colazione la giornata inaugurale.

■

## E' della ITT Jennings « il condensatore più piccolo del mondo »

La « ITT Jennings » ha presentato il condensatore variabile sotto vuoto più piccolo del mondo.

I nuovi condensatori sotto vuoto miniaturizzati « CMV », che sono distribuiti dalla ITT Components Group Europe, hanno gamme di capacità da 8 a 650 pF, da 8 a 1000 pF e da 25 a 4000 pF tensione di lavoro da 3 KV a 5 KV e correnti da 25 a 45 A r.m.s. a 16 MHz radiofrequenza.

I condensatori sono stati sviluppati per risolvere i problemi di packaging di piccole apparecchiature mobili. I dispositivi precedenti a parità di caratteristiche avevano un volume 4 volte maggiore dei nuovi « CMV ».

I nuovi condensatori variabili sotto vuoto della « ITT » (sinistra) occupano uno spazio 6 volte inferiore a quello occupato dai tipi precedenti.

Un nuovo meccanismo di aggiustamento della capacità, interno al condensatore, è il fattore principale che ha determinato la riduzione delle dimensioni. Inoltre la piccola coppia di rotazione necessaria per variare la capacità (solo 18 inch oz. nel caso del CMV 650), consente l'impiego di un più piccolo meccanismo di trascinamento, riducendo così sia il costo che le dimensioni del dispositivo. Tutte le unità di questa famiglia hanno solidi contenitori ceramici.

La temperatura di funzionamento è da — 55 °C a + 125 °C e per la prima volta unità di produzione standard resistono a prove di shock di 30 G, vibrazione di 10 G (nella gamma 10-500 Hz) sale e umidità.

Questi dispositivi trovano applicazione in apparecchiature ricetrasmittenti mobili e per aerei.

# PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

**ACCESSORI**
**E PARTI STACCATE**
**PER RADIO E TV**
**TRANSISTORI**

**ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano**
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
**Semicondutt. per tutte le applicazioni**

---

**emme esse**

**Antenne TV - Accessori vari**
**25025 MANERBIO (Brescia)**
Telefono 93.83.19
**Richiedere cataloghi**

---

**F.A.C.E. STANDARD - Milano**
Viale Bodio, 33
**Componenti elettronici ITT STANDARD**

---

**FANELLI - FILI - Milano**
**Via Aldini, 16**
Telefono 35.54.484
**Fili, cordine per ogni applicazione**

---

**ISOLA - Milano**
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
**Lastre isolanti per circuiti stampati**

---

**LIAR - Milano**
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
**Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.**

---

**MALLORY**

**Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali**
**Mallory Batteries s.r.l. - Milano**
**Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890**
**Telex 32582**

---

**MISTRAL - Milano**
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

---

**RADIO ARGENTINA - Roma**
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
**Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.**

**seleco**
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà e complementari

**S G S - Agrate Milano**
**Diodi Transistori**

---

**SPRING ELETTRONICA**
**COMPONENTI**
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
**BARANZATE (Milano)**
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

---

**THOMSON ITALIANA**
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
**Semiconduttori - Diodi - Transistori**

---

**VORAX - Milano**
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

**ANTENNE**

**AUTOVOX - Roma**
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

---

**BOSCH Impianti centralizzati d'antenna Radio TV**
**EL-FAU** s.r.l. 20125 MILANO
VIA PERRONE DI S. MARTINO, 14 - TELEF. 60.02.97

---

**FRINI ANTENNE**

**Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti**

**FRINI ANTENNE**
**Cesate** (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

---

**NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano**
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
**ANTENNE KATHREIN**

---

**PRESTEL** s.r.l.
**antenne, amplificatori e materiali per impianti TV**
**20154 MILANO**
Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

**APPARECCHIATURE**
**AD ALTA FEDELTA'**
**REGISTRATORI**

**COSTRUZIONI RADIOELETTRICHE**

**Rovereto (Trento)**
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

---

**LARIR INTERNATIONAL - Milano**
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI, 1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

*Ortophonic*
di SASSONE

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO

**Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. Impianti.**

---

**R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia**

Via Carnevali, 107

**20158 Milano - Tel. 370.811**

**Radio e fonografia elettrocoba**
**Apparecchiature HIFI**
**elettroniche a transistori**

---

COSTRUZIONI
ELETTROACUSTICHE
DI PRECISIONE

**Direzione Commerciale: MILANO**

**Via Alberto Mario, 28 - Milano**
**Tel. 46.89.09**

**Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA**
**V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141**

---

**RIEM - MILANO**

Via dei Malatesta, 8

Telefono, 40.72.147

---

**SOCIETA' ITALIANA**
**TELECOMUNICAZIONI**
**SIEMENS S.p.A.**

Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

**AUTORADIO**
**TELEVISORI**
**RADIOGRAMMOFONI**
**RADIO A TRANSISTOR**

**AUTOVOX - Roma**

Via Salaria, 981
Telefono 837.091

**Televisori, Radio, Autoradio**

---

TELEVISORI RADIO
ELETTRODOMESTICI

IRT
IMPERIAL Radio e Televisori
Milano: Via G. B. Grassi, 98 - Tel: 35.70.941/4

**CONDOR - Milano**

Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

---

**TRANSISTORS**
**STABILIZZATORI TV**

Soc. in nome coll.
**di Gino da Ros & C.**
Via L. Cadorna
**VIMODRONE** (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

---

**Radio and Television - S.p.A. Italiana**
**80122 - NAPOLI**
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

---

**EUROPHON - Milano**

Via Mecenate, 86

Telefono 717.192

---

**FARET - VOXSON - Roma**

Via di Tor Corvara, 286

Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

---

**MANCINI - Milano**

Via Lovanio, 5

**Radio, TV, Giradischi**

---

**NAONIS**

**INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE**
lavatrici televisori frigoriferi cucine

**PHONOLA - Milano**

Via Montenapoleone, 10
Telefono 79.87.81

---

**RADIOMARELLI - Milano**

Corso Venezia, 51

Telefono 705.541

**INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE**
lavatrici televisori frigoriferi cucine

**ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano**

Via Petitti, 15

**Autoradio Blaupunkt**

---

Milano - Via Stendhal 45

Telefono 4225911

**Televisori componenti radio**

---

**ELECTRONICS**
**Fono - Radio**
**Mangiadischi**
**Complessi stereofonici**
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

---

**ULTRAVOX - Milano**

Viale Puglie, 15

Telefono 54.61.351

**BOBINATRICI**

**PARAVICINI - Milano**

Via Nerino, 8

Telefono 803.426

---

## CONDENSATORI

**DUCATI ELETTROT. MICROFARAD**
**Bologna**
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

---

**ICAR - MILANO**
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

## GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

**C E A - Elettronica**

GROPELLO CAIROLI (Pavia)

Via G. B. Zanotti

Telefono 85 114

---

**ICAR - Milano**
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

---

**LARE - Cologno Monzese (Milano)**

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-2391)

**Laboratorio avvolgim. radio elettrici**

## GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.
60027 Osimo (Ancona) Tel. 72803
giradischi e complessi Hi-Fi - meccaniche per mangianastri - micromotori a c.c. e c.a.

---

**PHILIPS - Milano**

Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94

**Giradischi**

---

**COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE**

**Direzione Commerciale: MILANO**
**Via Alberto Mario, 28 - Milano**
**Tel. 46.89.09**
**Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA**
**V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141**

---

**RIEM - Milano**
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

---

**SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.**
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

## GRUPPI DI A. F.

**LARES - Componenti Elettronici S.p.A.**
**Paderno Dugnano** (Milano)
Via Roma, 92

---

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

---

**RICAGNI - Milano**
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

## POTENZIOMETRI

**ICAR - Milano**
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

---

**LIAR - Milano**

Via Marco Agrate, 43

Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

---

## RESISTENZE

RE.CO S.r.l. FABB. RESISTENZE

Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

## RAPPRESENTANZE ESTERE

**Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano**

Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

**Strumenti di misura**

Weston - Biddle - Sangamo Electric - Tinsley - Evershed & Vignoles - Wayne Kerr - Felten & Guilleaume

---

**LARIR INTERNATIONAL - Milano**

Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

---

**SILVERSTAR - Milano**

Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

---

**SIPREL - Milano**

Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7

**Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox**

## STABILIZZATORI DI TENSIONE

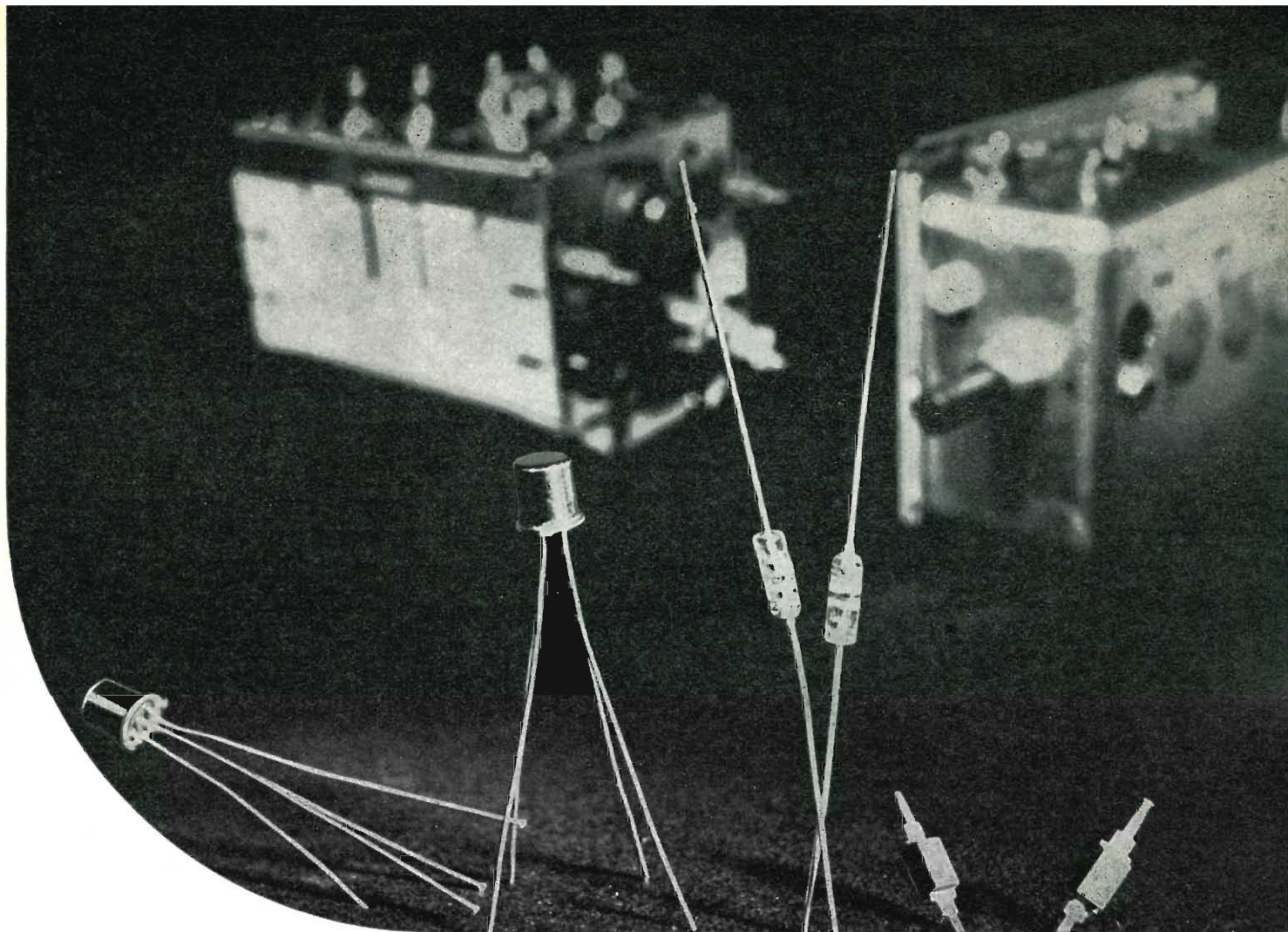
**LARE - Cologno Monzese** (Milano)

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-239)

**Laboratorio avvolgim. radio elettrice**

---

**Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.**
**Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Monte Generoso 6 A - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.**

# kikuSui

KIKUSUI ELECTRONICS CORP.

## modello ORC-27 A

**Frequenza:** da 18 Hz a 200 kHz (in quattro gamme) • **SEGNALI SINUSOIDALI. Massima tensione di uscita:** 5 V eff. - **Linearità di responso:** massima ± 0,25 dB • **SEGNALI AD ONDE QUADRE. Tensione di uscita:** minima 10 V da picco a picco - **Linearità di responso:** massima ± 0,5 dB (per frequenze inferiori a 20 kHz) • **SEGNALI AD ONDE COMPLESSE. Tensione di uscita:** minima 10 V da picco a picco - **Base:** Frequenza di rete • **Impedenza di uscita:** inferiore a 3 kohm • **Alimentazione:** 220 Volt C.A. 50 Hz. • **Dimensioni:** mm 300 (larghezza) x 180 (altezza) x 180 (profondità) • **Peso netto:** circa 4,5 kg.

## modello 417

**Frequenza:** da 5 Hz a 500 kHz (in cinque portate) • **Errore della scala:** ± (3% + 1 Hz) • **Uscita:** 600 ohm per carichi maggiori di 10 dB • **Terminale di uscita:** volante, con carico incorporato di 600 ohm • **Regolazione uscita:** variabile per circa 30 dB, in scatti da 10 dB • **Responso alla frequenza della tensione di uscita:** con carico di 600 ohm, da 5 Hz a 500 kHz, inferiore a ± 0,3 dB • **Distorsione:** da 20 Hz a 50 kHz, inferiore allo 0.2% - da 50 Hz a 500 kHz, inferiore all'1% • **Misuratore di uscita:** scala tarata in V eff., e in dBm (valore fondo scala 3 V) • **Precisione:** entro il ± 3% del valore di fondo scala, ad 1 kHz • **Alimentazione:** 220 Volt C.A. 50 Hz • **Dimensioni:** mm 200 (larghezza) x 355 (altezza) x 306 (profondità) • **Peso netto:** circa 4 kg.

## modello 433

**Frequenza di oscillazione:** da 10 Hz a 10 MHz (in sei portate) • **Precisione di frequenza:** da 10 Hz ad 1 MHz, ± 2% + 1 Hz - da 1 MHz a 10 MHz, ± 3% • **Tensione di uscita:** 3 V eff. su 50 ohm e 600 ohm, con carico esclusivamente resistivo • **Caratteristiche di frequenza:** collegando un carico resistivo anti-induttivo del valore di 50 ohm ai terminali di uscita che presentano tale impedenza, da 10 Hz ad 1 MHz, ± 0,5 dB -da 1 MHz a 10 MHz, ± 1 dB • **Attenuatore:** a sette scatti, di 10 dB ciascuno • **Distorsione:** da 100 Hz a 100 kHz, 1% o meno - da 20 Hz a 100 Hz, 3% o meno - da 100 kHz a 7 MHz, 3% o meno • **Alimentazione:** 220 Volt C.A. 50 Hz • **Dimensioni:** mm 445 (larghezza) x 173 (altezza) x 300 (profondità) • **Peso netto:** 8,5 kg circa.

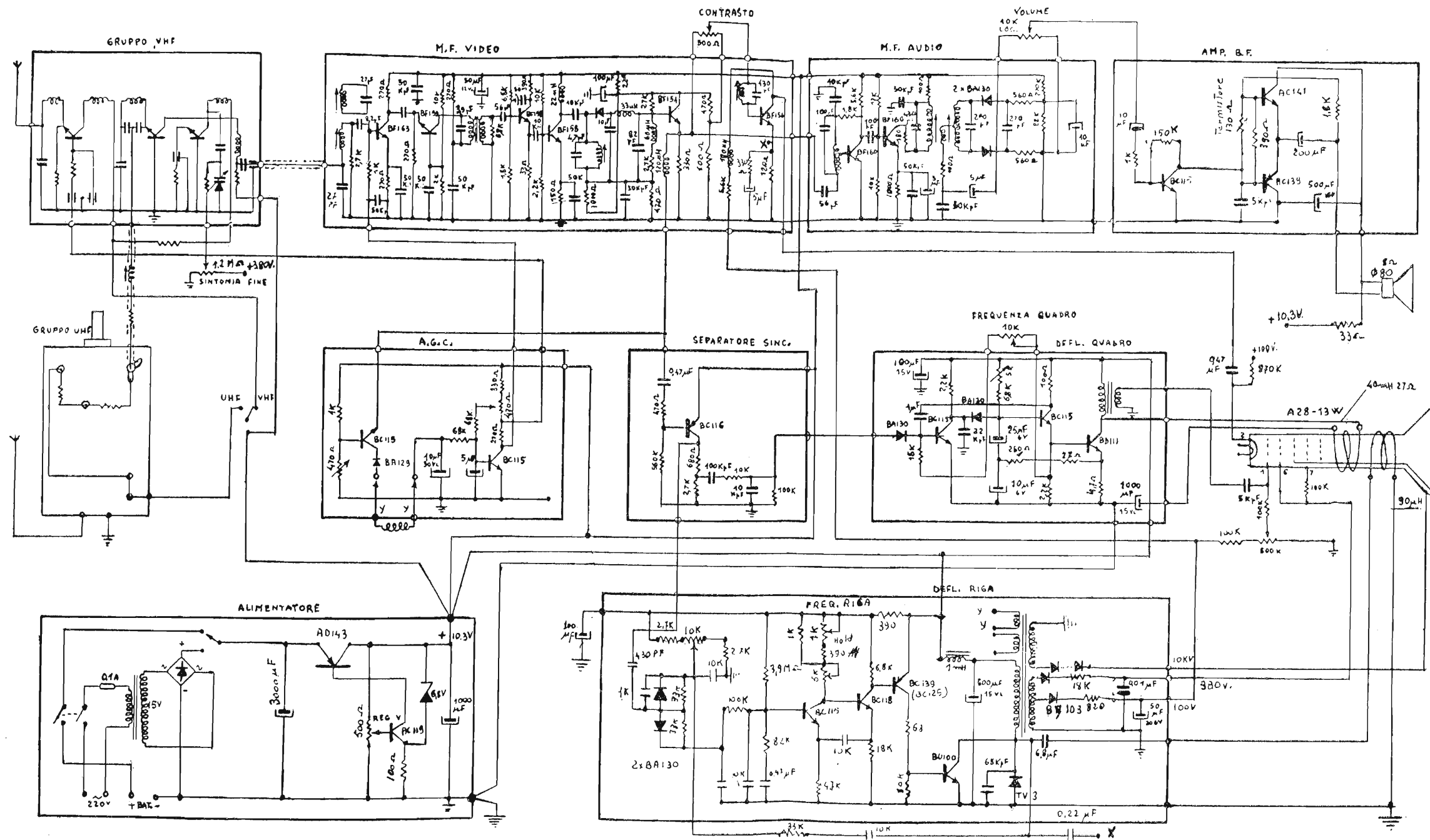
## modello 456

**Frequenza di oscillazione:** da 0,01 Hz a 100 kHz • **Precisione:** 2% + (± 0,5% delle divisioni della scala) • **Uscita - Forma d'onda:** Sinusoidale, triangolare e rettangolare • **Massima tensione di uscita:** Più di 30 V p-p con circuito aperto • **Caratteristica di frequenza:** ± 0,3 dB o meno, rispetto ad 1 kHz • **Distorsione (per onde sinusoidali):** 1% o meno, da 20 Hz a 20 kHz • **Impedenza di uscita:** 600 ohm ± 20% • **Generatore della tensione di controllo:** Rapporto maggiore di 1.000 : 1 • **Generatore di analisi:** a Bassa Frequenza con segnale esterno • **Generatore «tone-burst»:** ad 1 ciclo. ed a cicli multipli • **Amplificatore:** a doppia uscita per carico in controfase. Si tratta di un'apparecchiatura assai comoda, quando le misure vengono effettuate sul posto. L'apparecchio può essere usato per la valutazione del responso alla frequenza dell'amplificatore di reazione, per la prova dei servomeccanismi di controlli automatici, ed è inoltre utile come generatore di funzioni per i «computer» di tipo analogico, come pure come sorgente di segnale per la produzione di vibrazioni.

**INTERNATIONAL S.P.A.** ■ AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

20129 MILANO - VIALE PREMUDA, 38/A - TEL. 795.762 - 795.763 - 780.730

**Archivio schemi**

## TV mod. TV 11"

Schema elettrico del ricevitore di TV sonovox mod. TV 11"